

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIX

ZESZYT 4(68) / 1972

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

Z-10 *S. Sypniewski* — Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe klasy D. 3

Содержание

C. Сыпневский — Полупроводниковые резонансные усилители класса Д 64

CONTENS

S. Sypniewski — Semiconductor amplifiers of class D 65

SOMMAIRE

S. Sypniewski — Amplificateurs haute-fréquence classe D à semi-conducteurs 65

INHALTSVERZEICHNIS

S. Sypniewski — Halbleiter-Resonanzverstärker der D-Klasse 66

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIX

ZESZYT 4(68)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

STANISŁAW SYPNIEWSKI

621.373.42
621.373.52
621.316.543
017.8

PÓLPRZEWODNIKOWE WZMACNIACZE REZONANSOWE KLASY D

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 31.I.1972 r.

W pracy wykazano, że półprzewodnikowy wzmacniacz rezonansowy osiąga maksymalnie możliwą sprawność kolektorową w warunkach, odpowiadających pracy z komutowanym prądem lub napięciem, nazywanych pracą w klasie D.

Dokonano przeglądu i porównania szeregu znanych układów tego typu wzmacniaczy oraz podano uproszczony sposób jego obliczania.

Zaproponowano przeprowadzenie analizy pracy wzmacniacza klasy D w oparciu o charakterystyki robocze elementów komutujących oraz sposób przeprowadzenia obliczeń, uwzględniający rzeczywiste warunki pracy wzmacniacza i występujące w nim straty.

Omówiono również wiele zagadnień związanych z projektowaniem, a zwłaszcza właściwy wybór typu obwodu rezonansowego, sumowanie mocy we wspólnym obciążeniu kilku wzmacniaczy klasy D, sterowanie użytych elementów nieliniowych itp. Przeprowadzono także porównanie wyników obliczeń z wynikami pomiarów zbudowanego wzmacniacza klasy D o mocy 100 W, wykazujące zgodność, wystarczającą dla potrzeb projektowania takich wzmacniaczy. Podano również sposób oceny zastępczej rezystancji wewnętrznej tranzystora r'_e , występującej w warunkach komutacji, pozwalający na określenie parametru, niezbędnego do dokładnych obliczeń i nie podawanego w katalogach fabrycznych.

WSTĘP

Konwencjonalne półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe, pracujące w klasie B lub C, w warunkach pełnego wykorzystania aktywnego obszaru pola charakterystyk statycznych, osiągają zwykle nieco mniejszą sprawność energetyczną niż analogiczne wzmacniacze lampowe. Fakt ten jest spowodowany wkraczaniem charakterystyki roboczej w parametryczną część obszaru charakterystyk statycznych półprzewodnikowych elementów czynnych, w którym parametry są zależne od chwilowych wartości prądów i napięć. Układy zastępcze czynnych elementów półprzewodnikowych (zwłaszcza nowoczesnych tranzystorów nadawczych dużej mocy) są

w ogólności bardzo skomplikowane i mają liczne ogniwa zależne od częstotliwości roboczej. W związku z tym sprawność wzmacniacza rezonansowego z elementami półprzewodnikowymi w miarę wzrostu częstotliwości roboczej pogarsza się szybciej niż takiego samego wzmacniacza lampowego. Interesujące nas bowiem np. nachylenie prostej granicznej w polu rodziny charakterystyk statycznych tranzystora zmienia się w warunkach dynamicznych. Projektowanie półprzewodnikowych wzmacniaczy mocy jest więc utrudnione, a wyniki obliczeń znacznie odbiegają od wyników pomiarowych.

W typowym rezonansowym wzmacniaczu mocy klasy B lub C chwilowa wartość napięcia na kolektorze u'_c jest sumą składowej stałej U_{c0} i napięcia sinusoidalnego pierwszej lub wyższych harmonicznych o amplitudzie U_{ck} . Impuls prądu, płynący w kolektorze i mający kształt w przybliżeniu kosinusoidalny, przy dostatecznie małych częstotliwościach jest przesunięty w fazie względem napięcia sinusoidalnego o kąt równy π i osiąga amplitudę i'_{cmax} z chwilą, gdy napięcie na kolektorze jest niższe i równe u'_{cmin} . Przebieg zaś chwilowych wartości strat w kolektorze p'_{cstr} decyduje oczywiście o sprawności energetycznej wzmacniacza.

Niniejsza publikacja, wychodząc z rozważań dotyczących kształtowania przebiegu wartości chwilowych strat we wzmacniaczu rezonansowym w taki sposób, aby osiągnęły one możliwe minimum, podaje metodę obliczania układów, których zastosowanie w radiokomunikacji i radiofonii prowadzi do szeregu interesujących wyników. Odnznaczają się one bowiem prostotą przy projektowaniu i wyjątkowo dużą sprawnością energetyczną, co w urządzeniach nadawczych, stosujących technikę półprzewodnikową, ma szczególne znaczenie.

1. ANALIZA KSZTAŁTOWANIA PRZEBIEGU CHWILOWYCH WARTOŚCI STRAT REZONANSOWEGO WZMACNIACZA MOCY

1.1. Warunki niezbędne do uzyskania dużej sprawności energetycznej wzmacniacza

Przystępując do analizy pracy najczęściej realizowanego w praktyce rezonansowego wzmacniacza klasy B (pracującego w układzie wspólnego emitera), ze względu na możliwość uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej przy dobrej sprawności należy rozpatrzyć przed tym ważniejsze zjawiska w nim zachodzące. Na rysunku 1 przedstawiono dla takiego wzmacniacza przebiegi: napięć, prądów, mocy i sprawności w funkcji czasu, przy częstotliwości roboczej, leżącej znacznie poniżej granicznej częstotliwości tranzystora. W związku z tym kształt impulsu prądu płynącego w kolektorze przyjęto jako półsinusoidalny, a amplitudę tego impulsu oznaczono przez i'_{cmax} .

Stosunkowo duże chwilowe wartości strat występujące w kolektorze w czasie przepływu impulsu prądu ($p'_{cstr} = u'_c(t_i) \cdot i'_c(t_i)$), wynikają stąd, że prąd i'_c płynie wówczas, gdy napięcie na elemencie nieliniowym jest prawie zawsze znacznie większe od u'_{cmin} .

Sprawność kolektorowa wzmacniacza mocy lub obcowzbudnego generatora, w zależności od strat występujących w obwodzie kolektora, wyraża się zależnością

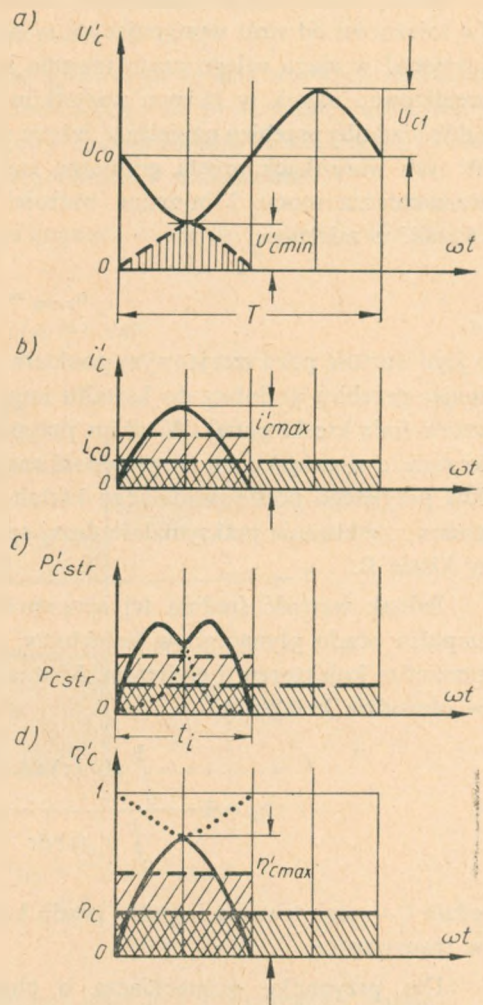
$$\eta'_c = \frac{p'_{c0} - p'_{cstr}}{p'_{c0}} = 1 - \frac{p'_{cstr}}{p'_{c0}} = 1 - \frac{u'_c(t) \cdot i'_c(t)}{U_{c0} \cdot i'_{c0}} = 1 - \frac{u'_c(t)}{U_{c0}} \quad (1)$$

gdzie p'_{c0} — moc doprowadzana do obwodu kolektora, przy czym przebieg tej sprawności jest podobny do sinusoidalnego przebiegu napięcia na kolektorze

$$u'_c = U_{c0} - U_{c1} \sin \omega t$$

W przypadku, gdy napięcie na kolektorze osiąga swoją najmniejszą wartość $u'_c = u'_{cmin}$, zrównując się z najwyższym napięciem sterującym bazy $u'_{cmin} = u'_{bmax}$, czyli wówczas gdy zostanie osiągnięty szczytowy punkt charakterystyki roboczej, tranzystor jest maksymalnie wykorzystany i stan jego pracy określamy jako krytyczny. W tym punkcie uzyskuje się maksymalną wartość sprawności η'_{cmax} , gdyż impuls prądu, płynący w kolektorze, osiąga wartość szczytową równą i'_{cmax} , przy minimalnej chwilowej wartości napięcia u'_{cmin} . Punkt ten leży na tzw. prostej granicznej w polu rodziny charakterystyk statycznych elementu nieliniowego, dzielącej strefy stanu pracy przewzbudzonej od niedowzbudzonej. Operując pojęciami techniki półprzewodnikowej można powiedzieć, że punkt ten leży w polu rodziny charakterystyk elementu półprzewodnikowego na prostej rozgraniczającej strefę nasycenia od strefy aktywnej.

Oznaczając obecnie chwilową wartość przewodności wewnętrznej elementu nieliniowego, odniesioną do punktów pracy, leżących na prostej granicznej przez g'_{ekryt} , prąd kolektora w obszarze nasycenia w zależności od wartości napięcia panującego pomiędzy kolektorem



Rys. 1. Charakterystyczne przebiegi we wzmacniaczu tranzystorowym

a) napięcie na kolektorze, b) prąd w kolektorze, c) moc strat w kolektorze, d) sprawność kolektorowa

i emiterem, można wyrazić zależnością

$$i'_c = \frac{u'_c}{r'_c} = u'_c \cdot g'_{ckryt} \quad (2)$$

gdzie r'_c — zastępcza rezystancja elementu nieliniowego w stanie nasycenia.

Maksymalną wartość sprawności wzmacniacza o jednym elemencie nieliniowym (w zależności od strat występujących w obwodzie kolektora) można by teoretycznie utrzymać w ciągu całego czasu trwania impulsu prądu kolektora, gdyby udało się zrealizować układ, w którym wszystkim chwilowym wartościom prądu kolektora odpowiadałby przebieg napięcia u'_c leżący wzdłuż prostej granicznej [1], [2], [3], [18]. W tych warunkach prosta graniczna stałaby się charakterystyką roboczą takiego wzmacniacza mocy. Minimalne wartości napięcia kolektora można by wówczas określić z zależności

$$u'_{cmin} = \frac{i'_{cmax}}{g'_{ckryt}} \quad (3)$$

a jego wartość poza szczytowym punktem charakterystyki roboczej malałaby szybko, mając przebieg podobny do kształtu impulsu prądu kolektora (na rysunku 1 oznaczono linią kreskowaną). W takim przypadku straty w kolektorze zmalałyby wielokrotnie, a w związku z tym sprawność energetyczna układu odpowiednio by wzrosła. Dla przyjętego półsinusoidalnego kształtu impulsu prądu kolektora byłby to przypadek uzyskiwania maksymalnie dużej sprawności (η_{cmax}) wzmacniacza pracującego w klasie B.

Jednak wartość średnia tej sprawności jest uzależniona zarówno od kształtu impulsu prądu płynącego w kolektorze, jak i od kształtu napięcia występującego pomiędzy kolektorem i emiterem. Można ją więc uzależnić od strat, występujących w obwodzie kolektora

$$\eta_c = 1 - \frac{\int_0^{t_i} p'_{cstr}(t) dt}{\int_0^{t_i} p'_{c0}(t) dt} = 1 - \frac{\int_0^{t_i} u'_c(t) \cdot i'_c(t) dt}{U_{c0} \cdot \int_0^{t_i} i'_c(t) dt} \quad (4)$$

gdzie t_i — czas trwania impulsu prądu kolektora, w ciągu którego występują straty w tranzystorze.

Dla przypadku wzmacniacza o charakterystyce roboczej, pokrywającej się z prostą graniczną, wyrażenie na sprawność, uwzględniając równanie (3), można przepisać w postaci

$$\eta_{cmax} = 1 - \frac{1}{g'_{ckryt}} \cdot \frac{\int_0^{t_i} i'^2_c(t) dt}{U_{c0} \cdot \int_0^{t_i} i'_c(t) dt} \quad (5)$$

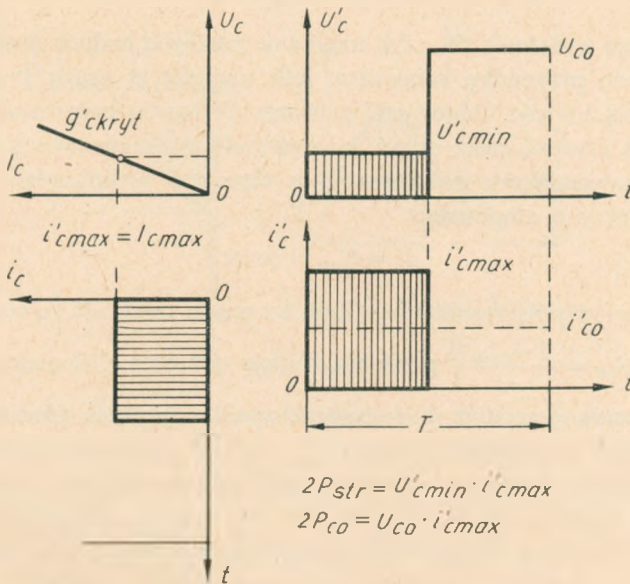
1.2. Uzyskiwanie możliwie dużej sprawności wzmacniacza

Przy określonej mocy doprowadzonej $P_{co} = \text{const}$, czyli przy ustalonej wartości prądu i_{co} sprawność wyrażona przez (5) osiąga swoje maksimum oczywiście przy minimalnej wartości strat w obwodzie kolektora czyli wówczas, gdy wartość skuteczna prądu kolektora osiąga minimum. Może to jednak nastąpić wtedy, gdy będzie on miał wartość stałą w czasie trwania impulsu.

W związku z tym wartość maksymalną sprawności można uzyskać zmieniając kształt impulsu prądu kolektora z półsinusoidalnego na prostokątny, uzyskiwany na przykład za pomocą komutowania prądu z częstotliwością równą częstotliwości drgań, do której jest dostrojony obwód rezonansowy wzmacniacza.

Amplituda tego prądu o czasie trwania impulsu równym $\frac{T}{2}$ będzie miała oczywiście wartość stałą

$$i'_c = i'_{cmax} = 2I_{co} = \text{const} \quad (6)$$



Rys. 2. Przebiegi występujące we wzmacniaczu klasy D o komutowanym prądzie

W związku z tym spadek napięcia na zastępczej rezystancji r'_c elementu nieliniowego w stanie nasycenia będzie miał również kształt prostokątny (w okresie trwania impulsu prądu) o stałej amplitudzie, wynikającej z (3) i (6) o przebiegu przedstawionym na rysunku 2.

$$U_{cmin} = u'_{cmin} = \text{const} \quad (7)$$

Po rozwiązaniu więc przy podanych założeniach równania (5) otrzymamy największą z możliwych wartość sprawności jako

$$\eta_{\text{cop1}} = 1 - \frac{1}{\frac{g'_{\text{ckryt}}}{U_{c0}} \cdot t_l \cdot i'_{\text{cmax}}} = 1 - \frac{i'_{\text{cmax}}}{g'_{\text{ckryt}} \cdot U_{c0}} = 1 - \frac{u'_{\text{cmin}}}{U_{c0}} = \text{const} \quad (8)$$

Opisany wyżej sposób uzyskiwania możliwie największej sprawności wzmacniacza prowadzi do przekształcenia wzmacniacza, pracującego w klasie B, we wzmacniacz o drganiach sinusoidalnych, pobudzany prądem komutowanym [3]. Maksymalną sprawność można również uzyskać rozpatrując wzmacniacz o drganiach sinusoidalnych pobudzony napięciem komutowanym. Wychodząc mianowicie, jak poprzednio, z ogólnego wyrażenia na sprawność wzmacniacza (4) o charakterystyce roboczej pokrywającej się z prostą graniczną oraz uwzględniając zależność (3) mamy

$$\eta_{\text{cmax}} = 1 - \frac{g'_{\text{ckryt}} \cdot \int_0^{t_l} u_c'^2(t) dt}{U_{c0} \cdot \int_0^{t_l} i_c'(t) dt} \quad (9)$$

Optymalizacja wyrażenia (9), czyli uzyskanie możliwie małych strat w kolektorze może być w tym przypadku osiągnięte, jeśli napięcie w czasie trwania impulsu będzie miało stałą wartość. Odpowiada to wzmacniaczowi o komutowanym (z częstotliwością równą częstotliwości drgań jego obwodu rezonansowego) przebiegu napięcia, które na zaciskach kolektor-emiter elementu nieliniowego będzie miało kształt prostokątny o amplitudzie

$$u'_c = U_{c0} = \text{const} \quad (10)$$

Jednak przepływ półsinusoidalnego impulsu prądu kolektora (o wartości średniej za pół okresu $I_{c0} = \frac{2 \cdot i'_{\text{cmax}}}{\pi}$) przez rezystancję zastępczą r'_c elementu nieliniowego w stanie nasycenia powoduje powstawanie spadku napięcia również o kształcie półsinusoidalnym i o amplitudzie równej u'_{cmin} , tak jak to przedstawia rys. 3. Wartość średnia tego spadku napięcia w danym półokresie wynosi

$$\Delta U_{\text{cmin}} = \frac{2}{\pi} \cdot u'_{\text{cmin}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{i'_{\text{cmax}}}{g'_{\text{ckryt}}} \quad (11)$$

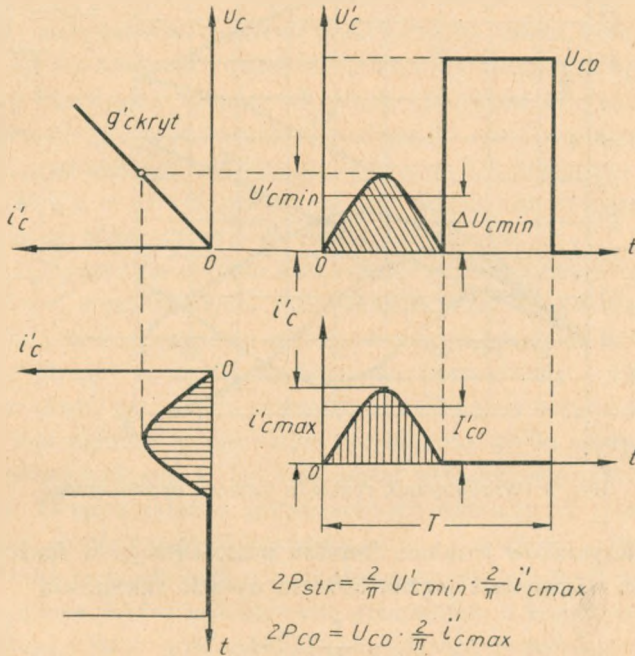
Wprowadzając to do wyrażenia (9) otrzymamy

$$\begin{aligned} \eta_{\text{cop2}} &= 1 - \frac{g'_{\text{ckryt}} \cdot t_l \cdot \left[\left(\frac{2}{\pi} \right) \cdot u'_{\text{cmin}} \right]^2}{U_{c0} \cdot t_l \cdot \frac{2}{\pi} \cdot i'_{\text{cmax}}} = 1 - \frac{2 \cdot g'_{\text{ckryt}} \cdot u'_{\text{cmin}}{}^2}{\pi \cdot U_{c0} \cdot i'_{\text{cmax}}} = \\ &= 1 - \frac{2 \cdot i'_{\text{cmax}}}{\pi \cdot U_{c0} \cdot g'_{\text{ckryt}}} = 1 - \frac{2u'_{\text{cmin}}}{\pi \cdot U_{c0}} \end{aligned} \quad (12)$$

Porównując wyniki uzyskane z zależności (8) i (12) otrzymujemy, że

$$\eta_{\text{cop}12} > \eta_{\text{cop}1} \quad (13)$$

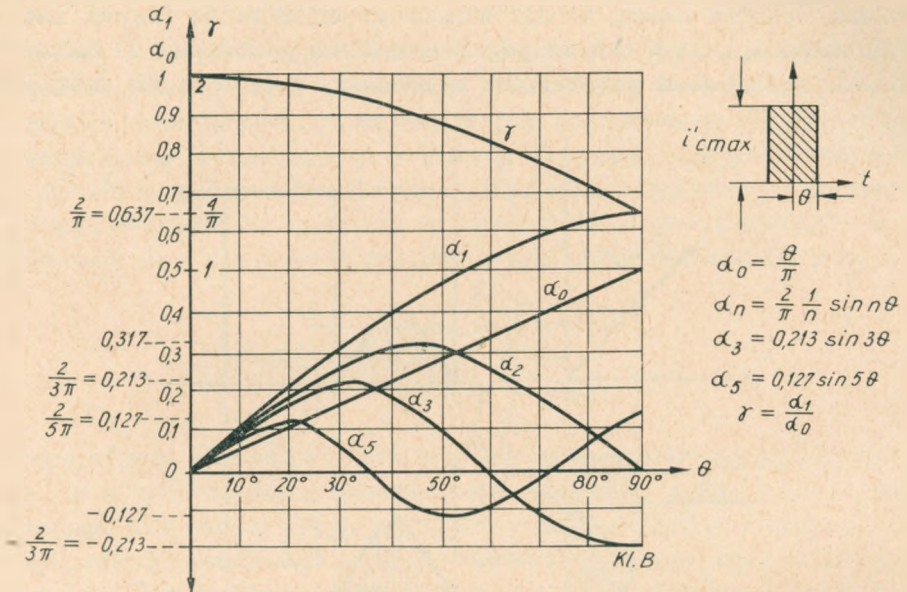
Wzmacniacz o komutowanym przebiegu napięcia będzie więc miał teoretycznie większą sprawność niż wzmacniacz o komutowanym przebiegu prądu. Z dalszych rozważań wyniknie zresztą, iż taki wzmacniacz odznacza się również kilkoma innymi zaletami, które w technice półprzewodnikowej predestynują do zastosowań praktycznych, zwłaszcza przy budowie wzmacniaczy mocy w.cz. dla nadajników.



Rys. 3. Przebiegi występujące we wzmacniaczu klasy D o komutowanym napięciu

W obciążeniu wzmacniacza, pobudzanego napięciem lub prądem o przebiegu prostokątnym, wydziela się moc nie tylko o częstotliwości podstawowej, lecz także o wyższych harmonicznych częstotliwości komutacji. Jest przy tym interesujące, że moc strat, wydzielająca się w czynnym komutowanym elemencie nieliniowym, nie jest wywołana składowymi o częstotliwościach harmonicznych, a jedynie składową o częstotliwości podstawowej. Wynika to stąd, że przebiegi o kształcie półsinusoidalnym rozkładają się na harmoniczne parzyste, a przebiegi o kształcie prostokątnym na harmoniczne nieparzyste. W związku z tym ich iloczyn zawiera jedynie częstotliwość podstawową. Na skutek powyższego źródło zasilania takiego wzmacniacza powinno być zablokowane odpowiednią pojemnością dla prądów o częstotliwościach harmonicznych komutacji.

W zakończeniu rozważań nad warunkami uzyskiwania możliwie dużej sprawności należy zwrócić uwagę na to, że pobudzenie wzmacniacza, pracującego w klasie B, sygnałem o kształcie prostokątnym umożliwia równocześnie uzyskiwanie maksymalnej mocy użytecznej drgań. Wynika to z rysunku 4, na którym przedstawiono



Rys. 4. Współczynnik rozkładu impulsu prostokątnego

przebiegi współczynników rozkładu impulsu prostokątnego w funkcji czasu. Moc oddawaną przez wzmacniacz można bowiem wyrazić zależnością

$$P_{c1} = \frac{1}{2} U_{c1} \cdot I_{c1}$$

gdzie amplituda prądu drgań o częstotliwości podstawowej

$$I_{c1} = \alpha_1 \cdot i'_{cmax}$$

Dla naszego przypadku współczynnik α_1 , jak to wynika z rysunku 4 osiąga wartość $\alpha_1 = \frac{2}{\pi} = 0,637$. Natomiast w przypadku pobudzenia wzmacniacza impulsem kosinusoidalnym, przy takim samym kącie odcięcia ($\theta = 90^\circ$), współczynnik rozkładu jest mniejszy i jak wiadomo osiąga wartość $\alpha'_1 = 0,5$.

Z przebiegu współczynników rozkładu impulsu prostokątnego w funkcji kąta odcięcia wynika również, że przy pobudzaniu wzmacniacza impulsem krótszym niż kwadratowy, a więc przy pracy wzmacniacza w klasie C moc oddawana będzie mniejsza. Jak przy tym zostanie wykazane dalej, mogłoby to również skomplikować proces komutacji, zwiększając straty, występujące w czynnym elemencie nieliniowym.

2. UKŁADY WZMACNIACZY PRACUJĄCYCH W KLASIE D

Po raz pierwszy układy przeciwsobnych samowzbudnych generatorów drgań sinusoidalnych, pobudzonych sygnałem komutowanym oraz spełniających omawiane w rozdziale 1 warunki dużej sprawności, zostały opublikowane w 1959 roku przez *P. J. Baxandalla* [4], a wzmacniacze mocy tego typu przez *M. R. Osborne'a* [5] w 1968 r. W międzyczasie ukazało się szereg dalszych prac innych autorów. Dotyczyły one jednak w większości przypadków wzmacniaczy mocy o silnie odkształconych przebiegach prądu i napięcia, a zatem o dużej zawartości harmonicznych.

Takie układy mają mniejsze znaczenie praktyczne dla tematu, który nas interesuje.

Baxandall dla opracowanych przez siebie samowzbudnych generatorów zaproponował nazwę określającą warunki ich pracy, jako klasę D.

Zdefiniował on przy tym te warunki w następujący sposób: generatorem klasy D nazywamy taki generator lub wzmacniacz, w którym kąt przepływu impulsu prądu wynosi $2\theta = 180^\circ$, a w chwili przepływu tego prądu nie występuje praktycznie spadek napięcia na przewodzącym elemencie nieliniowym.

W publikacji *Baxandalla* opisano dwa rodzaje przeciwsobnych samowzbudnych generatorów drgań sinusoidalnych, pobudzanych przez komutowanie aktywnych elementów nieliniowych. Pierwszy z nich można sprowadzić do układu, w którym całkowity prąd płynący ze źródła zasilania jest komutowany z jednego elementu nieliniowego na drugi, przy czym elementy te znajdują się wówczas w stanie nasycenia. Można więc pominąć w pierwszym przybliżeniu spadki napięcia występujące na elemencie przewodzącym. Układ taki został nazwany generatorem o komutowanym prądzie. Drugi z układów przeciwsobnych odznacza się tym, że komutacja stanu przewodzenia elementów nieliniowych następuje w chwili, gdy prąd przez nie płynący jest bliski zera, ale napięcie na elemencie nie przewodzącym jest równe napięciu zasilającemu. Układ taki nazwano generatorem o komutowanym napięciu.

Oba omówione rodzaje generatorów spełniają więc, przedyskutowane w p. 1.2, warunki, dotyczące pracy przy największej osiągalnej sprawności energetycznej.

2.1. Czynne elementy nieliniowe pracujące jako komutatory

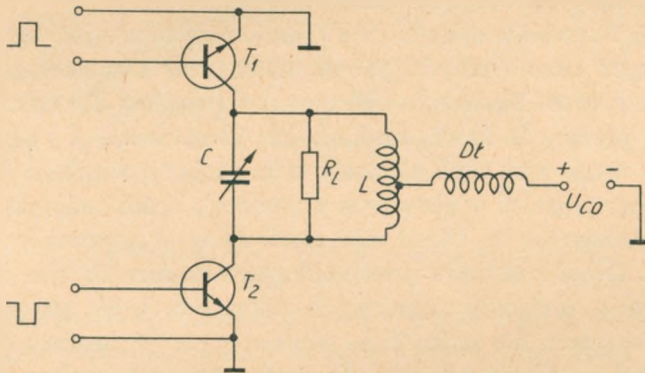
Jak wiadomo lampy elektronowe i tranzystory mają zbliżone przebiegi charakterystyk $i' = f(u')$. W zakresie małych napięć w strefie nasycenia przedstawiają one sobą małe rezystancje zastępcze $r'_c = \frac{1}{g'_c}$, a w pozostałym zakresie (przy większych napięciach u'), zwanym tradycyjnie zakresem aktywnym, odwrotnie — mają duże rezystancje. Przy dalszym wzroście napięcia $u' \geq u_{\max}$ wchodzimy w strefę przebiecia. W związku z tym czynny element nieliniowy, pracujący w strefie nasycenia, może być w pierwszym przybliżeniu traktowany jako bezstykowy przełącznik pozbawiony bezwładności o rezystancji $r'_c \rightarrow 0$. W stanie nieprzewodzenia na zaciskach przełącz-

nika pojawia się zwykle napięcie. Wartość tego napięcia przy uwzględnieniu określonego współczynnika bezpieczeństwa nie może przekroczyć granic wytrzymałości napięciowej tranzystora, czyli $u' \ll u_{\max}$.

Charakterystyki elementów lampowych i półprzewodnikowych różnią się jednak zasadniczo w obszarze napięć $u' < 0$, w którym tranzystor przewodzi prąd, a lampa nie przewodzi. W opisywanych układach, stosujących elementy komutowane, na ogół nie uwzględnia się tej różnicy, chociaż jest ona istotna i może tłumaczyć wiele obserwowanych bardziej skomplikowanych zjawisk.

2.2. Wzmacniacz o komutowanym prądzie

Układ przeciwsobnego wzmacniacza drgań sinusoidalnych pobudzanego komutowanym prądem (interesujący nas ze względu na zastosowania praktyczne) podano na rysunku 5.



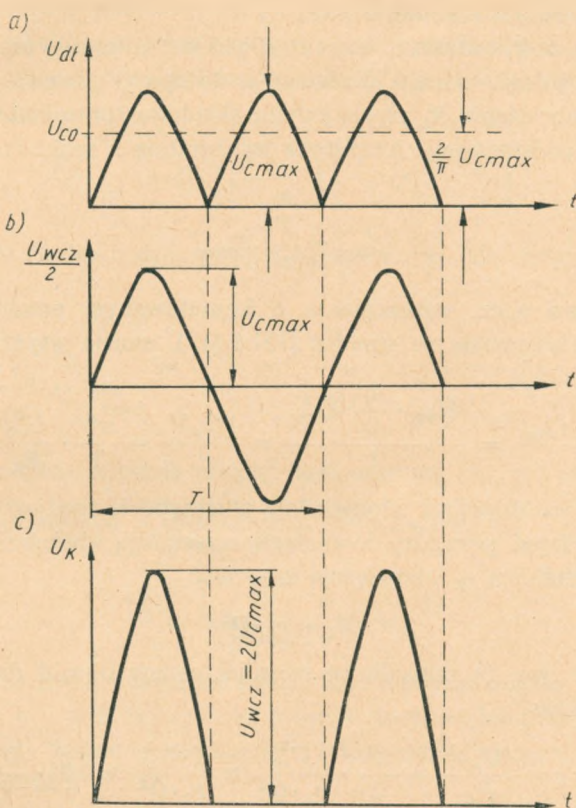
Rys. 5. Układ przeciwsobnego wzmacniacza o komutowanym prądzie

Każdy z tranzystorów (T_1 lub T_2) jest tu sterowany przeciwsobnie napięciem o przebiegu prostokątnym lub sinusoidalnym tak, aby każdy z tranzystorów wprowadzać na przemian w stan nasycenia trwający $\frac{T}{2}$.

W ten sposób oba tranzystory spełniają rolę przełączników zwierających z masą (z częstotliwością sygnału sterującego) na przemian oba końce obwodu drgań, którego kondensator C jest w tym samym rytmie ładowany poprzez dławik Dl ze źródła prądu stałego o napięciu U_{c0} . Powstające przy komutowanym przepływie prądu straty w kolektorach obu tranzystorów są wskutek wysterowania ich do nasycenia nieznaczne (zwłaszcza przy mniejszych prądach kolektorowych) i w pierwszym przybliżeniu mogą być przy obliczeniach pominięte. Wartość prądu w okresie przewodzenia tranzystorów jest praktycznie stała i równa i'_{\max} , gdyż układ jest zasilany przez dostatecznie duży dławik Dl .

Zakładając, że Q obwodu drgań dostrojonego do częstotliwości komutacji jest dostatecznie duże*), otrzymujemy przebieg napięcia na nim bliski sinusoidalnego oraz napięcie pomiędzy środkiem cewki L i masą układu, czyli na zaciskach dławika Dl , ma kształt podany na rysunku 6. Wartość średnia tego napięcia wynosi $\frac{2}{\pi} \cdot U_{cmax}$. Pomijając spadek napięcia stałego na oporności rzeczywistej dławika musi więc ustalić stan równowagi wyrażony zależnością

$$U_{cmax} = U_{c0} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (14)$$



Rys. 6. Przebieg napięć w charakterystycznych punktach układu z rys. 5

a) napięcie na dławiku, b) napięcie na połowie obwodu drgań, c) napięcie na elemencie komutującym

Jak wynika z rozpatrzenia układu wzmacniacza szczytowa wartość napięcia na całym obwodzie drgań jest dwukrotnie większa i wynosi

$$U_{wcz} = 2U_{cmax} = \pi \cdot U_{c0} \quad (15)$$

*) Przy $Q = 10$ w obwodzie trzecia harmoniczna napięcia jest zaledwie rzędu 1%.

W czasie komutacji na tranzystorze nie przewodzącym występuje napięcie o kształcie półsinusoidalnym i o amplitudzie $|u_{ce}|_{\max}$, która wynika z sumowania połowy wartości napięcia na obwodzie drgań i spadku napięcia na dławiku

$$|U_{ce}|_{\max} = 2U_{c\max} = \pi \cdot U_{c0} = U_{wcz} \quad (16)$$

a więc równej szczytowej wartości napięcia na całym obwodzie. Wartość średnia tego napięcia obliczona za cały okres drgań wynosi U_{c0} . Ze względu na niebezpieczeństwo przebiecia tranzystorów wartość szczytowa $|u_{ce}|_{\max}$ musi być mniejsza niż wartość dla nich dopuszczalna. Jest to warunek poważnie ograniczający stosowalność omawianego układu dla uzyskiwania większych wartości mocy wyjściowych przy użyciu tranzystorów jako komutatorów.

Pomimo tego, że kondensator obwodu drgań jest ładowany prądem o przebiegu prostokątnym to jednak wskutek dostatecznie dużego Q obwodu możemy przyjąć, że w rezystancji obciążenia R_L płynie jedynie składowa sinusoidalna tego przebiegu o częstotliwości podstawowej. Amplituda jej, zgodnie z rozkładem *Fouriera*, wyniesie oczywiście

$$I_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot i'_{c\max} \quad (17)$$

Moc wyjściową w.c.z. wzmacniacza o komutowanym przebiegu prądu (bez uwzględnienia strat), mając na uwadze (15) i (17), można wyrazić jako:

$$P_{1T} = \frac{U_{wcz} \cdot I_{wcz}}{2} = \frac{U_{wcz} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot i'_{c\max}}{2} = \frac{(U_{sk})^2}{R_L} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{U_{c0}^2}{R_L} \approx 5 \cdot \frac{U_{c0}^2}{R_L} \quad (18)$$

Wyrażenie to jest dogodnie odpowiednio przekształcić zważywszy, że dla równoległego obwodu drgań pomiędzy równoległą rezystancją obciążenia R_L i jej szeregowym odpowiednikiem r_L obowiązuje zależność

$$R_L = r_L \cdot Q^2$$

Przyjmując poza tym, że prawidłowo zaprojektowany obwód drgań ma $Q \geq 10$ otrzymamy wówczas

$$P_{1T} = \frac{(U_{st})^2}{R_L} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{U_{c0}^2}{r_L \cdot Q^2} \approx \frac{5 \cdot U_{c0}^2}{r_L \cdot Q^2} \approx 0,05 \cdot \frac{U_{c0}^2}{r_L} \quad (18a)$$

Moc dostarczona przez oba tranzystory przeciwsobnego wzmacniacza wyniesie

$$P_0 = 2P_{c0} = 2(I_{c0} \cdot U_{c0}) = 2 \cdot \frac{1}{2} i'_{c\max} \cdot U_{c0} = i'_{c\max} \cdot U_{c0} \quad (19)$$

Wobec przyjętego założenia $r'_e \rightarrow 0$ oraz przy zaniedbaniu strat występujących w obwodzie drgań układ pracuje bez strat i $P_{1T} = P_0$.

W warunkach rzeczywistych wartość napięcia na obwodzie drgań będzie nieco mniejsza niż obliczaliśmy, gdyż trzeba uwzględnić zwykle niewielki spadek napięcia

na wewnętrznej rezystancji zastępczej tranzystora w stanie nasycenia, straty w obwodzie drgań, jak i spadek napięcia na dławiku D_L .

Wobec tego

$$P_1' = P_0 \cdot \eta_{opt1} \quad (20)$$

Zawartość harmoniczných w obciążeniu obwodu drgań wzmacniacza o układzie z rysunku 5 wynika z rozłożenia na szereg Fouriera wyrażenia na przebieg prądu, jakim jest zasilany obwód oraz z własności filtracyjnych tego obwodu. Ze strony prądu zasilania wystąpią jedynie nieparzyste harmoniczne, z których największa, tzn. trzecia harmoniczna, ma amplitudę napięcia równą jednej trzeciej amplitudy napięcia o częstotliwości podstawowej. Zawartość trzeciej harmonicznej w napięciu, występującym na obciążeniu obwodu drgań, może być określona z własności filtracyjnych obwodu równoległego (patrz dodatek 7.2.2), czyli ze stosunku

$$\frac{|\hat{Z}_n|}{|\hat{Z}_1|} = \frac{1}{n \cdot Q \cdot \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)} = \frac{1}{Q \left(n - \frac{1}{n}\right)} \quad (21)$$

gdzie $n = \frac{\omega}{\omega_0}$ jest rzędem rozpatrywanej harmonicznej. Dla trzeciej harmonicznej wyniesie to

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\substack{\text{obw.} \\ \text{równol.}}} = \frac{|\hat{Z}_3|}{R_L} = \frac{1}{3 \cdot Q \left(1 - \frac{1}{3^2}\right)} = \frac{3}{8Q} \quad (22)$$

Ponieważ amplituda napięcia trzeciej harmonicznej, jak już wspomniano, wynosi $\frac{1}{3}$ amplitudy napięcia o częstotliwości podstawowej, to

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\substack{\text{wzmac. z} \\ \text{obw. równol.}}} = \frac{100}{8 \cdot Q} \% \quad (23)$$

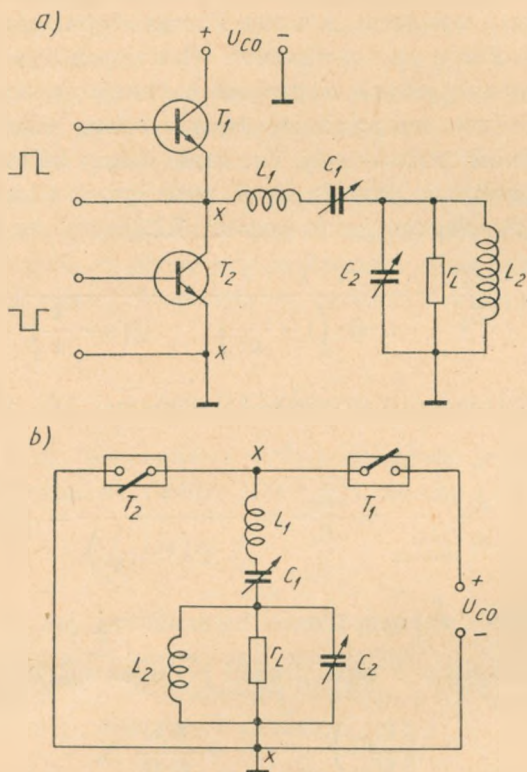
Z powyższych wyrażeń wynika, że wzmacniacz o komutowanym prądzie z częstotliwością f_1 może być wykorzystywany również do powielania częstotliwości, jeśli jego obwód strojony będzie w rezonansie z odpowiednią nieparzystą harmoniczną częstotliwości komutacji f_1 .

W praktyce najdogodniej jest stosować potrajanie częstotliwości komutacji.

2.3. Wzmacniacz o komutowanym napięciu

Układ jednostronnie przeciwobnego wzmacniacza drgań sinusoidalnych pobudzanych przez komutowanie napięcia podano na rysunku 7a i 7b. Tranzystory (T_1 i T_2) są sterowane przeciwobnie w bazie napięciem sinusoidalnym lub prostokątnym w ten sposób, aby każdy z nich na przemian wprowadzać w stan nasycenia

trwający $\frac{T}{2}$. W ten sposób oba tranzystory spełniają rolę zwieraczy komutowanych z częstotliwością sterującą, powodując na przemian ładowanie i rozładowywanie kondensatora szeregowego obwodu drgań $L_1 C_1$ obciążonego rezystancją r_L . Ładowanie kondensatora poprzez T_1 odbywa się ze źródła prądu stałego U_{c0} .

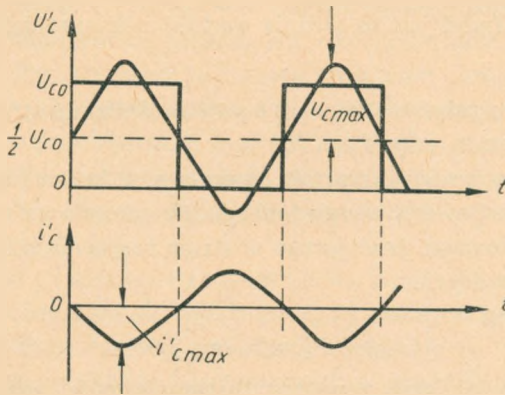


Rys. 7. Układ jednostronnie przeciwsobnego wzmacniacza o komutowanym napięciu
a) układ rzeczywisty, b) układ uproszczony

Zakładając, że Q obu obwodów drgań dostrojonych do częstotliwości komutacji jest dostatecznie duże, aby można było przyjąć sinusoidalny przebieg napięcia na obciążeniu r_L , otrzymuje się, że w czasie komutacji napięcie ładujące kondensator C_1 , występujące w punktach „xx” układu, ma przebieg prostokątny o amplitudzie U_{c0} (rys. 8).

Obwód szeregowy $L_1 C_1$ dla częstotliwości komutacji stanowi znikomą rezystancję i wobec tego na zaciskach obwodu równoległego $L_2 C_2$ pojawia się składowa podstawowa napięcia o kształcie prostokątnym, która bez uwzględnienia strat w układzie i tranzystorach wyniesie

$$U_{cmaxT} = U_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{c0} = 0,637 \cdot U_{c0} \quad (24)$$



Rys. 8. Przebiegi napięcia i prądu pomiędzy punktami xx obwodu wzmacniacza z rys. 7

Należy zauważyć, że we wzmacniaczu tego typu obwód strojony $L_2 C_2$ spełnia jedynie rolę pomocniczą, poprawiając współczynnik filtracji napięcia wyjściowego.

Jak wynika z układu podanego na rysunku 7b na tranzystorze nie przewodzącym pojawia się w czasie komutacji napięcie o kształcie prostokątnym i o amplitudzie równej U_{c0} , czyli

$$|u_{ce}|_{\max} = U_{c0} \quad (25)$$

Porównując (25) z (16) widzimy podstawową zaletę omawianego układu wzmacniacza. Obciążenie napięciowe tranzystorów jest tu bowiem π -krotnie niższe niż we wzmacniaczu o komutowanym prądzie.

W układzie podanym na rysunku 7 prądy płynące przez oba tranzystory mają kształt „identycznych” połówek sinusoidalnego prądu w.cz.

Wartości średnie tych prądów są oczywiście sobie równe.

Moc wyjściową w.cz. wzmacniacza o komutowanym napięciu można więc uwzględniając (24) wyrazić następująco

$$P_{1T} = \frac{1}{2} I_{wcz} \cdot U_{wcz} = \frac{1}{\pi} \cdot i'_{cmax} \cdot U_{c0} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c0}^2}{r_L} \approx 0,203 \frac{U_{c0}^2}{r_L} \quad (26)$$

gdyż amplituda prądu w.cz., płynącego w obwodzie szeregowym, $L_1 C_1$ jest równa półsinusoidalnemu impulsowi prądu płynącemu w tranzystorze T_1 , który ładuje kondensator tego obwodu ze źródła zasilającego U_{c0} , czyli

$$I_{wcz} = i'_{cmaxT} = \frac{U_{cmaxT}}{r_L} = 0,637 \frac{U_{c0}}{r_L} \quad (27)$$

Moc dostarczona do układu (wynikająca z cyklicznego ładowania poprzez tranzystor T_1 kondensatora szeregowego obwodu drgań) wyniesie

$$P_0 = I_{c0} \cdot U_{c0} = \frac{i'_{cmaxT}}{\pi} \cdot U_{c0} \quad (28)$$

gdzie $I_{c0} = \frac{i'_{cmax} T}{\pi}$ (gdyż jest to średnia wartość półsinusoidalnego impulsu prądu za cały okres).

Wobec przyjętego założenia ($r'_c \rightarrow 0$) i przy zaniedbaniu strat w obwodzie drgań układ pracuje bez strat, więc $P_1 = P_0$.

W warunkach rzeczywistych wartość napięcia w.cz. będzie i dla tego wzmacniacza nieco niższa. Trzeba bowiem uwzględnić spadek napięcia na rezystancji zastępczej zwieracza tranzystorowego, pracującego w stanie nasycenia oraz straty występujące w samym obwodzie drgań.

W związku z tym

$$P'_1 = P_0 \cdot \eta_{opt2} \quad (29)$$

Następnie należy obliczyć zawartość harmonicznych, występującą w napięciu wzmacniacza w.cz. na jego rezystancji obciążenia r_L (Dodatek 7.2.1; 7.2.2 i 7.2.3); za podstawę obliczeń bierze się stosunek prądów płynących ze źródła o stałym napięciu, a zasilających podwójny obwód drgań. Jak wiadomo stosunek ten odpowiada stosunkowi napięć na obciążeniu lub stosunkowi impedancji przy częstotliwościach podstawowej i harmonicznej. Zakładając jednakową dobroć Q obu jednakowo obciążonych obwodów można zauważyć, że obwód równoległy $L_2 C_2$ powoduje dodatkowe odfiltrowywanie harmonicznych, jakie występują w napięciu na rezystancji obciążenia wzmacniacza klasy D z szeregowym obwodem drgań.

Zawartość napięć o częstotliwościach harmonicznych, występujących w obciążeniu użytecznym wzmacniacza pracującego w układzie z rysunku 7, określimy więc z zależności

$$\left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}} \right)_{\substack{\text{wzm. z} \\ \text{podw. obwodem}}} = \beta_n \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{św.}}}{|\hat{Z}_n|_{\text{szer.}}} \quad (30)$$

przy czym $Q_1 = Q_2 = Q$, $n = \frac{\omega}{\omega_0}$ jest rzędem harmonicznej, a $\beta_n = \frac{U_n}{U_1}$ określa zawartość harmonicznych wprowadzaną ze wzmacniacza na zespół obwodów rezonansowych.

Zawartość trzeciej harmonicznej w napięciu wyjściowym, występującym na rezystancji obciążenia, określa się z zależności

$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\substack{\text{wzm. z} \\ \text{podw. obwodem}}} = \frac{3}{64 \cdot Q^2} = \frac{300}{64 \cdot Q^2} \% \quad (31)$$

2.4. Porównanie układów wzmacniaczy o komutowanym prądzie i komutowanym napięciu

Jak wynika z porównania zależności (18a) i (26) przy identycznych w obu przypadkach napięciach zasilania i rezystancjach obciążenia, wzmacniacz o komutowanym prądzie mógłby oddać około czterokrotnie mniejszą moc niż wzmacniacz

o komutowanym napięciu. Szczytowa wartość sinusoidalnego impulsu prądu w wzmacniaczu o komutowanym napięciu jest π -krotnie większa od średniej wartości prądu zasilania I_{c0} . Przy tej samej więc mocy wyjściowej z obu wzmacniaczy odpowiada ona prądowi zasilania wzmacniacza o komutowanym prądzie. Jednak kształt impulsu prądu jest tu prostokątny, a więc średnia wartość strat w kolektorze będzie tu większa. W związku z tym, sprawność wzmacniacza o komutowanym napięciu będzie (w warunkach porównywalnych mocy) większa niż sprawność wzmacniacza o komutowanym prądzie [6].

Przy tej samej mocy i sprawności wzmacniacz o komutowanym napięciu (w układzie z rysunku 7a) odznaczać się będzie mniejszą zawartością harmonicznymi przy pełnym obciążeniu. Przy wzroście rezystancji obciążenia r_L w układzie z dwoma obwodami strojonymi, zawartość harmonicznymi w przybliżeniu nie ulega zmianie, podczas gdy we wzmacniaczu o komutowanym prądzie (rys. 5) zawartość harmonicznymi maleje wraz ze wzrostem równoległej rezystancji obciążenia R_L pojedynczego obwodu drgań.

Wzmacniacz o komutowanym napięciu przy zwarcie rezystancji obciążenia r_L szeregowego obwodu drgań $L_2 C_2$ znajduje się w stanie biegu luzem. Tranzystory nie ulegają więc przeciążeniu, natomiast we wzmacniaczu o komutowanym prądzie przy zwarcie równoległego obciążenia R_L tranzystory zostają uszkodzone.

W obu układach występują istotne różnice w obciążeniu napięciowym tranzystorów znajdujących się w stanie nieprzewodzenia. W warunkach jednakowej wytrzymałości napięciowej tranzystorów na przebicie wzmacniacz o komutowanym prądzie należy więc zasilić napięciem π -krotnie niższym niż wzmacniacz o komutowanym napięciu. Prowadzi to oczywiście do dalszego obniżenia mocy wyjściowej tego układu.

Z zależności (18) lub (18a) (słusznych dla pracy bez strat) przy π -krotnie obniżonym napięciu zasilania i $Q \approx 10$ oraz identycznej rezystancji obciążenia w obu wzmacniaczach dla układu o komutowanym prądzie otrzymujemy moc

$$P_{1T} = \frac{U_{c0}^2}{2R_L} = \frac{5 \cdot U_{c0}^2}{r_L \cdot \pi^2 \cdot Q^2} \approx 0,5 \frac{U_{c0}^2}{r_L \cdot Q^2} \approx 0,005 \frac{U_{c0}^2}{r_L} \quad (32)$$

Otrzymana moc w porównaniu z (26) dyskwalifikuje układ o komutowanym prądzie dla układów półprzewodnikowych. Porównując dalej pracę obu typów wzmacniaczy przy takim samym napięciu zasilania U_{c0} oraz jednakowej szczytowej wartości prądu przepływającego przez tranzystory stwierdzimy, że wzmacniacz o komutowanym prądzie dostarczy π razy większą moc w.c.z. niż wzmacniacz o komutowanym przebiegu napięcia. W tych jednak warunkach w pierwszym z nich element zwierający musi wytrzymać napięcie $\pi \cdot U_{c0}$, podczas gdy w drugim jedynie U_{c0} . Warunki te mogą być mimo wszystko interesujące przy stosowaniu lamp elektronowych jako zwieraczy we wzmacniaczach mocy klasy D. Jak wiadomo bowiem lampy elektronowe w stanie nieprzewodzenia mają o wiele większą niż tranzystory wytrzymałość napięciową, przekraczającą kilkakrotnie wartość normalnego

napięcia zasilania anody. Realizując lampowy wzmacniacz o komutowanym prądzie unika się jednocześnie konieczności izolowania źródła żarzenia lampy spełniającej zadanie zwieracza T_1 we wzmacniaczu o komutowanym napięciu.

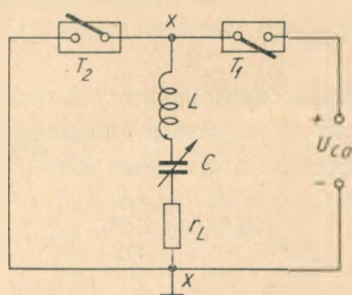
2.5. Odmiany układu wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu

Omówiony w p. 2.3 układ rezonansowego wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu odznacza się bardzo małą zawartością harmonicznych w napięciu w.cz., występującym na jego obciążeniu. Przy realizacji jednak układu, który byłby eksploatacyjnie przystosowany do łatwego przestrajania w wybranym zakresie częstotliwości, nastęrcza on znaczne trudności konstrukcyjne. Należałoby bowiem w takim układzie stroić jednocześnie jego cztery elementy składowe.

W związku z tym stają się interesujące prostsze odmiany rezonansowego obwodu drgań wzmacniacza, zapewniające łatwiejsze manipulacje przy przestrajaniu w zadanym zakresie częstotliwości.

2.5.1. Układ wzmacniacza klasy D z szeregowym obwodem drgań

Na rysunku 9 podano uproszczony obwód drgań przystosowany do współpracy z tranzystorowym wzmacniaczem klasy D o komutowanym napięciu. Ze względu na konieczny wybór wartości L i C elementów i optymalne Q obciążonego obwodu



Rys. 9. Uproszczony układ jednostronnie przeciwobnego wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu i szeregowym obwodzie drgań

(rzędu kilkunastu), wartość rezystancji obciążenia r_L zwykle wypada w granicach pojedynczych omów*). Zawartość 3 harmonicznej w napięciu w.cz., występującym na rezystancji obciążenia r_L , wyniesie w tym przypadku (Dodatek p. 7.2.1)

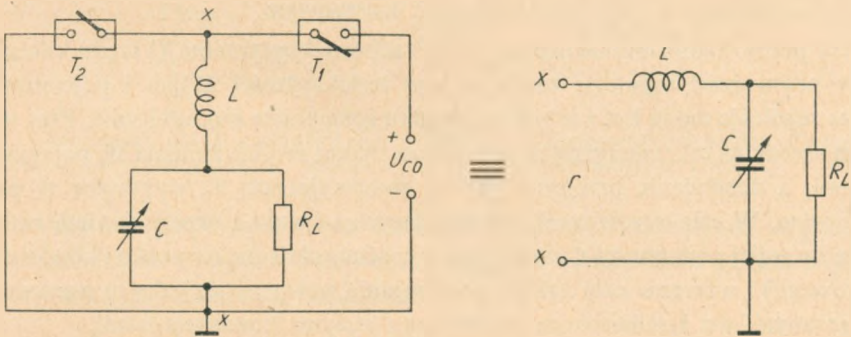
$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} = \frac{100}{8 \cdot Q} \% \quad (33)$$

*) Wynika to również ze względu na stosowane wartości napięć zasilających współczesnych tranzystorów nadawczych i dążenie do uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej generatora (porównaj zależność (26)).

Ponieważ przy przestrajaniu w żądanym zakresie częstotliwości dobroć Q obciążonego obwodu może ulegać pewnej zmianie, więc stopień odfiltrowywania wyższych harmonicznych jest ograniczony. Chcąc zachować optymalną i stałą wartość Q obwodu w całym zakresie przestrajania wzmacniacza należy przeprowadzić regulację zarówno jego indukcyjności L , jak i pojemności C . Obie te regulacje łatwo jednak mogą być sprzęgnięte mechanicznie, zapewniając tzw. strojenie jednopokrętłowe.

2.5.2. Układ wzmacniacza mocy klasy D z obwodem drgań typu gamma Γ

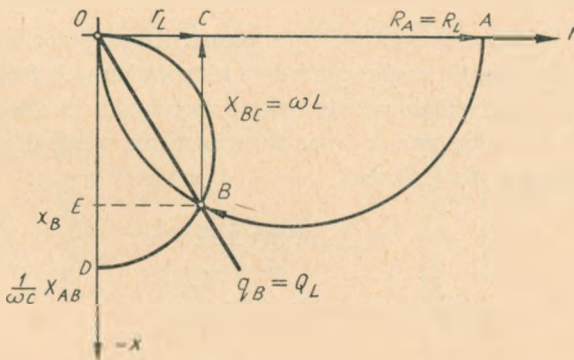
Na rysunku 10 podano uproszczony obwód drgań wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu, umożliwiający jednocześnie transformację podwyższającą



Rys. 10. Uproszczony układ jednostronnie przeciwobnego wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu i obwodzie drgań typu gamma – Γ

wartości rezystancji obciążenia. Stosując graficzną metodę obliczania obwodów podaną na rysunku 11 (patrz Dodatek p. 7.2.4), znajdujemy transformację rezystancji obciążenia jako

$$R = r(Q^2 + 1) \approx r \cdot Q^2 \quad (34)$$



Rys. 11. Wykres impedancji obwodu typu gamma Γ w półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej

lub

$$r = \frac{R}{Q+1} \approx \frac{R}{Q}$$

$$\text{gdzie: } Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (35)$$

We wzmacniaczu z obwodem typu gamma zawartość 3 harmonicznej w napięciu w.cz. na przetransformowanej rezystancji obciążenia R_L wynosi

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}} \right)_{\text{wzm. z obw. } \Gamma} = \frac{100}{8 \cdot Q} \% \quad (36)$$

a więc jest identyczna jak przy obwodzie szeregowym.

Przy przestrajaniu wzmacniacza, chcąc zachować optymalne Q rzędu kilkunastu, należy przewidzieć regulację zarówno jego indukcyjności L , jak i pojemności C . Obie te regulacje mogą być i w tym przypadku sprzęgnięte mechanicznie. Przy wymaganym szerokim zakresie przestrajania wzmacniacza zwykle zmienia się pojemność C skokami, a dostrojenie przeprowadza się indukcyjnością L , wykonaną w postaci wariometru. W celu zmniejszenia występujących tu wraz z przestrajaniem zmian Q można do stałej pojemności C dodać pojemność regulowaną (w postaci kondensatora obrotowego) i wówczas cały zakres przestrajania pokrywa się jednym wariometrem i dołączanymi do kondensatora obrotowego stałymi kondensatorami.

2.6. Inne układy wzmacniaczy pracujących w klasie D

Istnieje jeszcze wiele innych układów wzmacniaczy klasy D pobudzanych przez komutowanie napięcia. Kilka najbardziej typowych zostanie opisane poniżej.

2.6.1. Symetryczny wzmacniacz przeciwobny

W literaturze [1] można spotkać opis wzmacniacza przeciwobnego klasy D o układzie jak na rysunku 12, zasilanego z dwu różnoimiennych źródeł stałego prądu. Przebieg napięcia w p. xx układu przedstawiono na rysunku 13. Moc w.cz. oddawana przez wzmacniacz do obciążenia r_L (bez uwzględnienia strat) może być wyrażona zależnością analogiczną do (26), tzn.

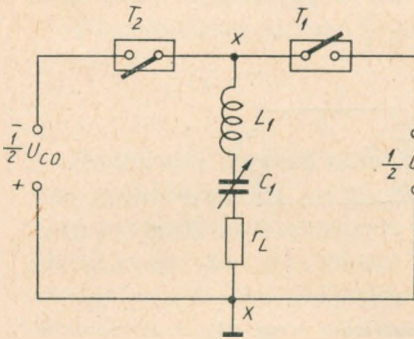
$$P_{1T} = 0,203 \frac{U_{c0}^2}{r_L} \quad (37)$$

Natomiast moc zasilania analogicznie do (28) jako

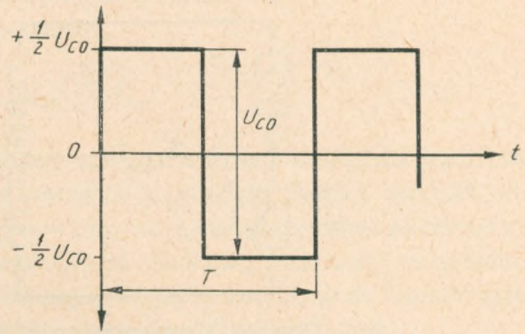
$$P_0 = 2I_{c0} \frac{U_{c0}}{2} = \frac{i'_{cmaxT}}{\pi} \cdot U_{c0} \quad (38)$$

W czasie komutacji na tranzystorze nieprzewodzącym występuje napięcie o przebiegu prostokątnym i amplitudzie równej dwukrotnej wartości jego napięcia zasilania

$$|u_{ce}|_{\max} = 2 \cdot \frac{U_{c0}}{2} = U_{c0} \quad (39)$$



Rys. 12. Uproszczony układ przeciwnobnego wzmacniacza o komutowanym napięciu



Rys. 13. Napięcie pomiędzy punktami xx układu wzmacniacza z rys. 12

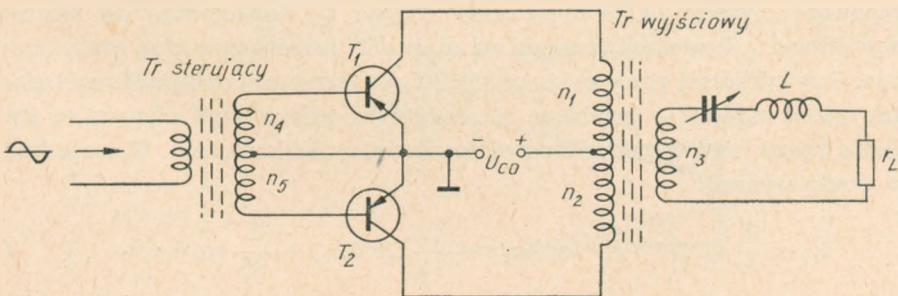
W związku z powyższym użyte tranzystory nie są wykorzystane napięciowo. Źródło zasilania jest w środku uziemione, więc układ wzmacniacza nie jest wygodny do stosowania przy modulacji amplitudowej.

2.6.2. Transformatorowy wzmacniacz przeciwnobny

M. L. Stephens i J. P. Wittman są autorami [7], [8] przeciwnobnego wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu i z transformatorem wyjściowym, pracującym w układzie podanym na rysunku 14. Liczby zwojów w obu transformatorach układu spełniają następujące zależności

$$n_4 = n_5 \quad \text{oraz} \quad n_1 = n_2 = n_3$$

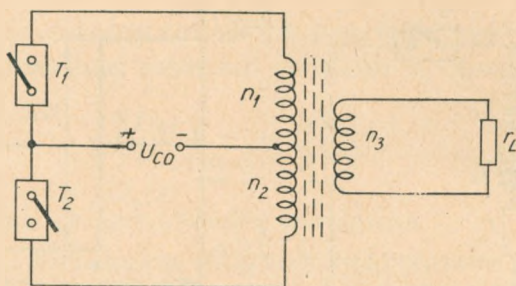
Analizę jego działania dogodnie jest przeprowadzić najpierw w układzie uproszczonym, podanym na rysunku 15. Przy cyklicznej pracy obu zwieraczy T_1 i T_2 ,



Rys. 14. Wzmacniacz przeciwnobny klasy D z transformatorem

komutowanych na przemian z pulsacją ω_0 , na obciążeniu r_L wystąpi napięcie o przebiegu prostokątnym, którego wartość chwilową możemy wyrazić jako

$$U = \frac{4}{\pi} U_{c0} \left(\sin \omega_0 t + \frac{\sin 3\omega_0 t}{3} + \frac{\sin 5\omega_0 t}{5} + \frac{\sin n\omega_0 t}{n} \right) \quad (40)$$



Rys. 15. Uproszczony układ wzmacniacza z rys. 14.

Zwykle interesuje nas moc oddawana przez wzmacniacz jedynie przy częstotliwości podstawowej. W związku z tym określimy skuteczne wartości napięcia i prądu o tej częstotliwości, a więc

$$U_{sk} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot U_{c0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{c0} \quad \text{oraz} \quad I_{sk} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{c0}$$

Moc oddawaną przez wzmacniacz do rezystancji obciążenia przy zaniedbaniu strat określimy jako

$$P_{1T} = U_{sk} \cdot I_{sk} = \frac{8}{\pi^2} U_{c0} \cdot I_{c0} = 0,81 \cdot U_{c0} \cdot I_{c0} \quad (41)$$

Z równania (41) wynika, że teoretyczna sprawność energetyczna wzmacniacza pracującego w układzie z rysunku 15 osiąga zaledwie wartość 81%. Pozostałe 19% przypada na składowe wyższych, nieparzystych harmonicznych występujących w obciążeniu.

Z chwilą włączenia na wyjściu układu (rys. 14) przed rezystancją obciążenia r_L szeregowego obwodu LC o dostatecznie dużym Q , dostrojonego do rezonansu z częstotliwością komutacji, zmienia się w sposób zasadniczy rodzaj pracy wzmacniacza. Przy cyklicznej pracy zwieraczy T_1 i T_2 na rezystancji obciążenia występować będzie nadal napięcie o przebiegu prostokątnym, jednak prąd płynący ze źródła zasilania będzie miał kształt półsinusoid o częstotliwości komutacji. Wartość średnia tego prądu wyniesie

$$I_{c0} = \frac{2}{\pi} I_{\max} \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega_0 t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_0 t + \frac{2}{35} \cos 6\omega_0 t - \dots \right) \quad (42)$$

gdzie I_{\max} — jest amplitudą prądu o kształcie szeregu półsinusoid.

Moc pobierana przez wzmacniacz przy zaniedbaniu strat wyniesie więc

$$P_{c0} = U_{c0} \cdot I_{c0} = \frac{2}{\pi} U_{c0} \cdot I_{\max} \quad (43)$$

Wskutek działania obwodu rezonansowego prąd płynący w obciążeniu r_L będzie miał kształt sinusoidalny o wartości szczytowej równej I_{\max} .

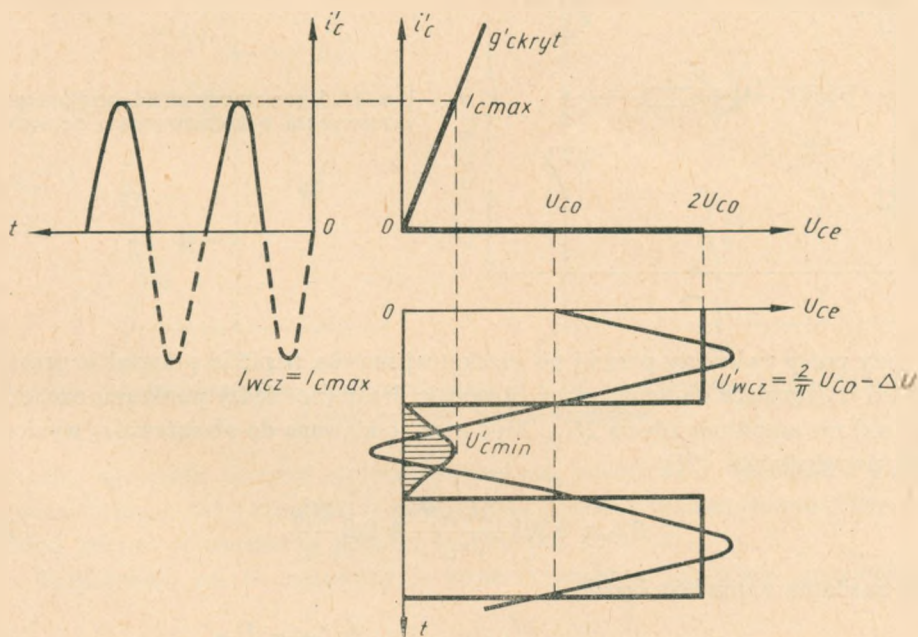
Wartość skuteczna tego prądu wyniesie

$$I_{sk} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{\max}$$

Prostokątny przebieg napięcia w pierwotnym i wtórnym uzwojeniu transformatora wyjściowego jest identyczny z podanym poprzednio. Jednak wskutek wtrącenia pomiędzy transformatorem wyjściowym a obciążeniem szeregowego obwodu LC (dostrojonego do częstotliwości komutacji) na zaciskach rezystancji obciążenia r_L wystąpi jedynie składowa podstawowa napięcia dostarczanego przez transformator. W związku z tym moc oddawana do rezystancji obciążenia będzie

$$P_{1T} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{c0} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} I_{\max} = \frac{2}{\pi} U_{c0} \cdot I_{\max} \quad (44)$$

a więc taka sama jak w (43). Oznacza to, że wzmacniacz z obwodem strojonym pracuje w tym przypadku bez strat, przekształcając energię pobraną ze źródła zasilania w drgania sinusoidalne o częstotliwości komutacji.



Rys. 16. Charakterystyka robocza jednego z elementów komutujących wzmacniacza mocy z rys. 14

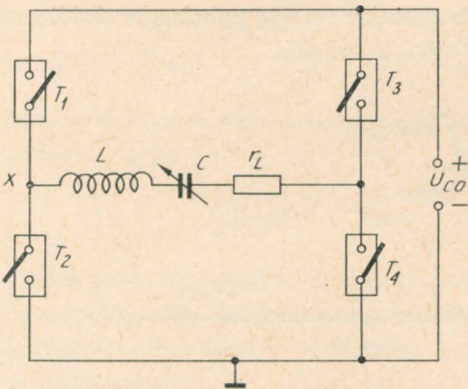
Przebieg napięć i prądów w tego typu wzmacniaczu mocy z uwzględnieniem strat w zwieraczach i z uwzględnieniem rzeczywistej charakterystyki roboczej transformatorów podano na rysunku 16.

Należy podkreślić, że napięcie o kształcie prostokątnym występuje na elemencie zwierającym i ma amplitudę $2U_{c0}$. Wynika to wskutek działania drugiej połówki uzwojenia transformatora wyjściowego.

Najdogodniej jest sterować oba zwieracze w układzie wzmacniacza za pomocą symetrycznego transformatora wejściowego o dwu identycznych uzwojeniach, włączonych w obwody baz tranzystorów i doprowadzając do uzwojenia pierwotnego transformatora odpowiednio dobraną amplitudę napięcia sinusoidalnego o częstotliwości komutacji.

2.6.3. Wzmacniacz mostkowy

Jeden z możliwych układów mostkowych rezonansowego wzmacniacza klasy D podano na rysunku 17. Wzmacniacz jest tu zasilany ze źródła o jednym biegunie uziemionym. W związku z tym realizacja obciążenia r_L natrafia na szereg trudności praktycznych.



Rys. 17. Uproszczony układ mostkowego wzmacniacza o komutowanym napięciu

Przy pracy zwieraczy parami po przekątnej mostka napięcie o kształcie prostokątnym występujące na szeregowym obwodzie drgań (pomiędzy punktami oznaczonymi xx) ma amplitudę równą $2U_{c0}$. Moc w.cz., oddawana do obciążenia r_L wyniesie więc, uwzględniając (26)

$$P_{1T} \approx 0,203 \frac{|2U_{c0}|^2}{r_L} \approx 0,8 \frac{U_{c0}^2}{r_L} \quad (45)$$

Moc zasilania natomiast będzie

$$P_0 = 2I_{c0} \cdot |2U_{c0}| = 4I_{c0} \cdot U_{c0} = \frac{4 \cdot i'_{cmaxT} \cdot U_{c0}}{\pi} \quad (46)$$

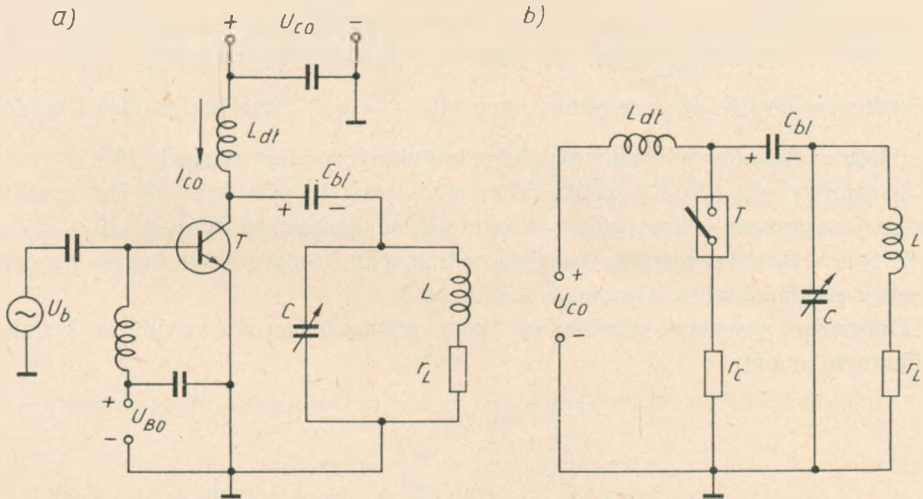
W czasie komutacji na tranzystorach nie przewodzących występuje napięcie o przebiegu prostokątnym i o amplitudzie równej jedynie wartości napięcia zasilania

$$U_{ce\max} = U_{c0} \quad (47)$$

Jest to niewątpliwie zaletą tego układu. Natomiast jego podstawową wadą jest przebieg ładowania i rozładowania kondensatora każdorazowo poprzez dwa w szereg połączone zwieracze (T_1 i T_4 oraz T_3 i T_2). Powiększa to dwukrotnie straty i wobec trudności realizacji dogodnego układu obciążenia, poważnie utrudnia stosowanie mostkowego układu rezonansowego wzmacniacza do wzmacniania drgań w.cz. w układach nadawczych.

2.6.4. Niesymetryczny wzmacniacz o przebiegach odkształconych z jednym zwieraczem

W publikacjach [9], [10] i [11] podano szczegółowe rozważania nad wzmacniaczem o układzie przypominającym typowy, równoległe zasilany wzmacniacz, pracujący w klasie C, z tym że element nieliniowy układu jest sterowany tak dużym napięciem, że przez większą część czasu trwania impulsu prądu znajduje się on



Rys. 18. Niesymetryczny wzmacniacz klasy D z jednym elementem komutującym
a) układ rzeczywisty, b) układ uproszczony

w stanie nasycenia. Element spełnia wówczas rolę zwieracza i — zgodnie z przyjętą nomenklaturą — taki wzmacniacz powinien się nazywać wzmacniaczem klasy C/D. Układ takiego wzmacniacza podano na rysunku 18.

Wzmacniacz jest tu sterowany w bazie w zasadzie napięciem sinusoidalnym

$$u_b = U_{b\max} \cdot \cos \frac{2\pi}{T} t + U_{B0}$$

Stałe napięcie początkowe U_{B0} ustala kąt odcięcia prądu kolektora $\left(\frac{a}{2\pi}\right)$. Komutacja odbywa się tu z częstotliwością napięcia sterującego. Przy obliczeniach przyjęto założenia upraszczające, że komutacja odbywa się bez strat (czyli $r'_c \rightarrow 0$) oraz że mamy do czynienia z idealnym odblokowaniem równoległego zasilania, a więc

$$L_{dl} \rightarrow \infty \quad \text{oraz} \quad C_{b1} \rightarrow \infty$$

W związku z tym, przy otwartym zwieraczu dławik L_{dl} spełnia zadanie źródła stałego prądu I_{c0} , a przy zamkniętym zwieraczu pojemność C_{b1} staje się źródłem napięcia o wartości U_{c0} . Z chwilą zamknięcia zwieracza prąd kolektora narasta wykładniczo ze stałą czasową $\tau = \frac{L}{r_L}$, a przy jego otwarciu w obwodzie LCr_L występują drgania gasnące z przepięciem, zależnym od czasu trwania impulsu (a), dobroci obwodu (Q) oraz jego rozstrojenia względem częstotliwości sterującej $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$.

Częstotliwość sterująca, tłumienie obwodu drgań oraz moment zamykania zwieracza powinny być tak dobrane, aby w momencie komutacji napięcie na kondensatorze obwodu drgań zmieniało się w sposób płynny, a nie skokowo, co prowadziłoby do pojawienia się dodatkowych strat komutacyjnych. Optymalne warunki pracy wzmacniacza wymagają zatem, aby pierwsza pochodna wspomnianego napięcia na zwieraczu w chwili jego zamykania wynosiła $\frac{du_k}{dt} = 0$. Przebiegi napięć i prądów w układzie dla optymalnych warunków komutacji, podaje rysunek 19.

Parametry obwodu i warunki pracy wzmacniacza, przy których jest możliwa realizacja optymalnych warunków komutacji, są podane na rysunku 20.

Z tych wykresów wynika, że najkorzystniejszym kompromisem będzie przyjęcie impulsu prądu o czasie trwania $a = 0,3 \dots 0,5$.

Obliczając powyższy wzmacniacz, przy przyjęciu impulsu prądu o kształcie trójkątnym, mamy

$$i_c = I_{cmax} \frac{t}{aT}$$

gdzie

$$I_{cmax} = \frac{U_{c0}}{r_L + r'_c} \left(1 - e^{-\frac{aT}{\tau}}\right) = \frac{U_{c0}}{r_L + r'_c} \left(1 - e^{-a \frac{2\pi}{Q \cdot (a)}}\right) \quad (48)$$

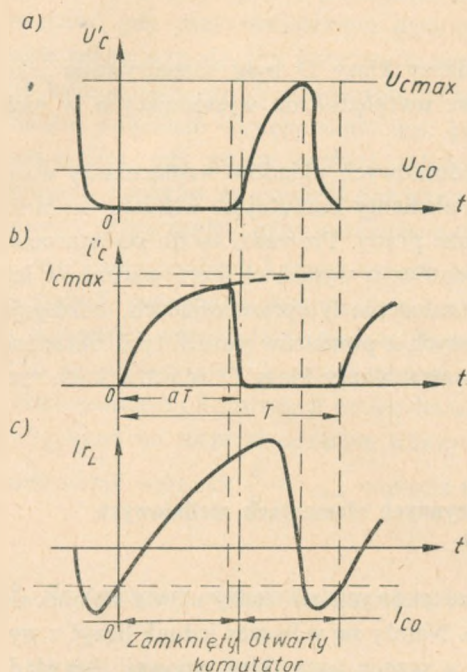
a więc

$$I_{c0} = \frac{1}{T} \int_0^{aT} i_c dt = I_{cmax} \cdot \frac{a}{2} \quad (49)$$

Natomiast moc

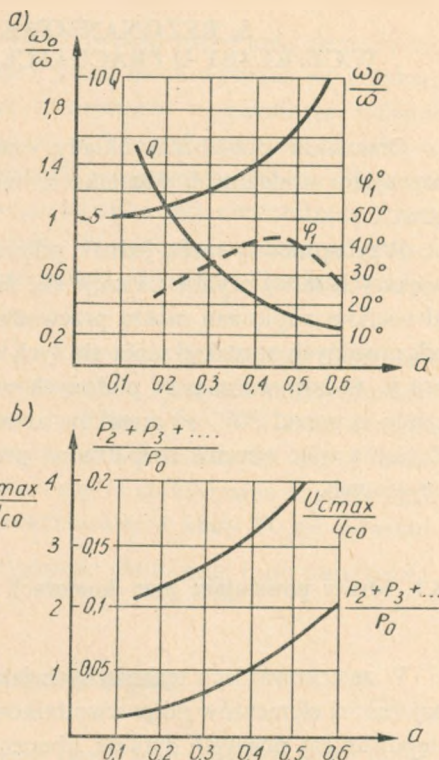
$$P_1 \approx P_0 = U_{c0} \cdot I_{c0} = \frac{1}{2} U_{c0} \cdot I_{cmax} \cdot a \quad (50)$$

gdyż założono, że wzmacniacz pracuje bez strat.



Rys. 19. Przebiegi napięć i prądów we wzmacniaczu z rys. 18 przy $r'_e \rightarrow 0$

a) napięcie na elemencie komutującym, b) prąd płynący w elemencie komutującym, c) prąd w rezystancji obciążenia



Rys. 20. Parametry wzmacniacza przy optymalnych warunkach komutacji $r'_e \rightarrow 0$ w funkcji zmian czasu trwania impulsu (a)

a) przebiegi zmian dobroci Q obwodu, jego względnego rozstrojenia $\frac{\omega_0}{\omega}$ oraz zmian fazy φ_1 , prądu płynącego w obwodzie, b) przebiegi przecięcia $\frac{U_{cmax}}{U_{co}}$ na obwodzie i stosunku mocy harmonicznych do mocy oddawanej ($P_0 = P_1$)

Sprawność rzeczywistego wzmacniacza tego typu wyrazi się natomiast jako

$$\eta = 1 - \frac{P_{str}}{P_0} - \frac{P_2 + P_3 + \dots}{P_0} \quad (51)$$

gdzie P_{str} — odpowiada stratom w tranzystorze, a $P_2 + P_3 + \dots$ odpowiadają stratom spowodowanym występowaniem wyższych harmonicznych na wyjściu układu.

Główną wadą omawianego układu wzmacniacza jest niebezpiecznie wysokie napięcie występujące na otwartym zwieraczu. Zmusza to do znacznego obniżenia napięcia roboczego w stosunku do danych katalogowych użytego elementu nieliniowego. Poza tym silnie odkształcony przebieg prądu płynącego w obciążeniu, niewielkie Q obwodu znacznie odstrojonego od częstotliwości komutacji, przy którym daje się uzyskać optymalne warunki pracy, poważnie ograniczają stosowalność tego układu w urządzeniach nadawczych.

3. REZONANSOWE WZMACNIACZE MOCY W.CZ. KLASY D PRACUJĄCE W WARUNKACH RZECZYWISTYCH

Omawiane dotychczas układy wzmacniaczy klasy D były rozpatrywane jako pracujące w idealnych warunkach, tzn. bez uwzględnienia występujących w nich strat.

Przy opracowywaniu jednak półprzewodnikowych układów wzmacniaczy w.cz. większych mocy szybko okazuje się, że ich elementy komutujące wskutek zasilania niewielkim napięciem muszą przewodzić duże prądy. Prowadzi to do powstawania odczuwalnych strat i grzania się tych elementów, a wyniki obliczeń warunków ich pracy, wykonywane przy podanych wyżej założeniach upraszczających, odbiegają często o ponad 30% od wyników uzyskiwanych z pomiarów modeli tych układów. Zostanie więc obecnie rozpatrzona praca wzmacniaczy klasy D w warunkach rzeczywistych.

3.1. Straty powstające przy komutacji w czynnych elementach nieliniowych

W zastosowaniach technicznych jako bezstykowych zwieraczy używa się obecnie najczęściej elementów półprzewodnikowych. Należy się wówczas jednak liczyć z występowaniem pewnych zjawisk ubocznych, a przede wszystkim typowej „bezwładności” zwieracza, czyli opóźnienia jego odpowiedzi na impuls prostokątny, występującej szczególnie przy wzroście częstotliwości komutacji. Przy przejściu ze stanu przewodzenia przy nasyceniu do stanu nieprzewodzenia nie można również pominąć wpływu czasu niezbędnego do opróżnienia obszaru bazy z nośników nagromadzonych tam przyysterowaniu do nasycenia.

Wpływ pojemności wewnętrznych układu, objawiający się opóźnieniem czasu narastania prądu przy wchodzeniu w stan przewodzenia, także komplikuje „czystość” przebiegu zwierania, powoduje wzrost strat i pogorszenie sprawności układu.

Podstawowym zjawiskiem, z jakim trzeba się przede wszystkim liczyć przy komutacji tranzystorów mocy, jest znaczne zmniejszenie nachylenia prostej granicznej w polu rodziny charakterystyk tranzystora, jaki obserwujemy w warunkach dynamicznych pracy wzmacniacza w porównaniu z danymi katalogowymi, które są oparte o pomiary statyczne (przewodność g'_{ekryt} maleje!).

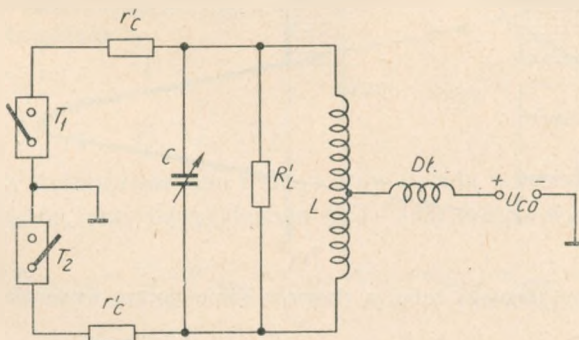
Podobne zjawisko występuje również przy pracy tranzystorów w typowych warunkach wzmacniacza klasy C, gdzie występuje jeszcze potęgowanie się tego efektu wraz ze wzrostem częstotliwości roboczej [12]. Natomiast w przypadku komutacji zmiana częstotliwości granicznej tranzystora wraz z przesuwaniem się chwilowego punktu pracy na charakterystyce roboczej (w polu U_{ce}/I_c) oraz przejścia w obszarze aktywnym do strefy parametrycznej charakterystyk tranzystora nie występuje.

Drugą istotną sprawą przy komutacji jest wytrzymałość napięciowa tranzystora. Należy się tu liczyć z tzw. przebiciem wtórnym, które może wystąpić na przykład wówczas, gdy przy obciążonym dynamicznie tranzystorze wzmacniacza zostanie nagle zdjęte wzbudzenie. Przy pracy wzmacniaczy w klasie C środkiem zaradczym jest kompensacja pracy tranzystora przy zmianach temperatury złącza. Głównym bowiem powodem występowania tego przykrego zjawiska jest niestabilność złącza baza-emiter, gdy płynie prąd składowa stała. Pojawienie się przypadkowych gorących punktów na powierzchni warstwy krzemowej prowadzi wówczas do lawinowego przegrzania i tzw. przebicia wtórnego.

We wzmacniaczach komutowanych klasy D w obwodzie baza-emiter nie stosuje się stałych polaryzacji wstępnych, a napięcia sterujące o charakterze impulsowym są najczęściej wprowadzane poprzez transformator. Pomimo to w wyniku licznych prób laboratoryjnych z nowoczesnymi tranzystorami nadawczymi dużej mocy o wielopalczastej konstrukcji emiter-baza okazało się, że maksymalne napięcie $|u_{ce}|$, występujące na nieprzewodzącym tranzystorze wzmacniacza klasy D, nie powinno przekroczyć wartości $\frac{1}{2} U_{ce\max}$ napięcia katalogowego dla danego typu tranzystora.

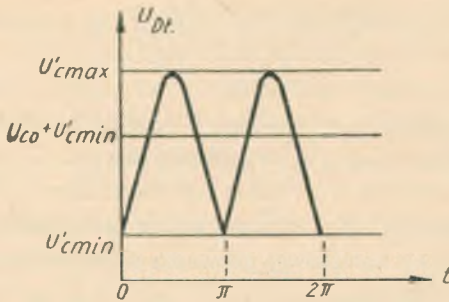
3.2. Rezonansowy wzmacniacz mocy o komutowanym prądzie

W celu rozpatrzenia rzeczywistych warunków pracy wzmacniacza mocy o komutowanym prądzie, podanego na rysunku 5, należy uwzględnić spadek napięcia u'_{\min} , występujący na wewnętrznej rezystancji tranzystora r'_c , powstający wskutek przepływu prądu o amplitudzie i'_{\max} w czasie jego przewodzenia. Wobec tego uprosz-



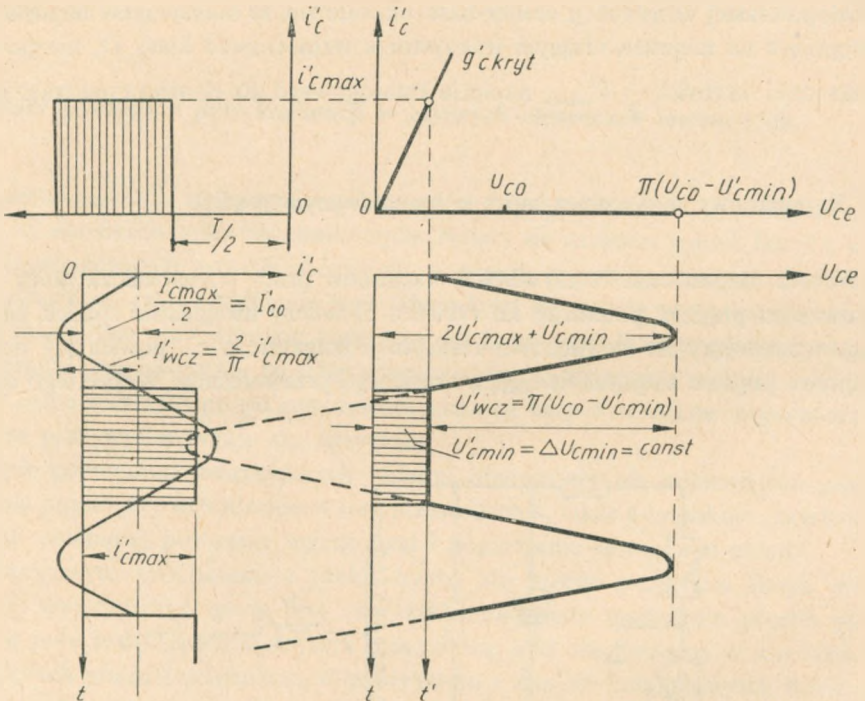
Rys. 21. Uproszczony układ wzmacniacza mocy o komutowanym prądzie

czony układ wzmacniacza mocy powinien być taki, jak podano na rysunku 21, natomiast przebieg napięcia na dławiku, występujący w tym przypadku, podano na rysunku 22.



Rys. 22. Przebieg napięcia na zaciskach dławika D_I we wzmacniaczu mocy z rys. 21

W celu określenia zależności, występujących w układzie, wprowadzamy obecnie pojęcie charakterystyki roboczej elementu komutowanego. Przebieg takiej charakterystyki dla tranzystorów komutowanych w stanie nasycenia podano na rysunku 23.



Rys. 23. Charakterystyka robocza elementu komutującego wzmacniacza z rys. 21

Szczytowa wartość napięcia na dławiku U'_{cmax} wyniesie obecnie

$$U'_{cmax} = \frac{\pi}{2} (U_{c0} - u'_{cmin}) + u'_{cmin} \quad (52)$$

a szczytowa wartość napięcia na całym obwodzie drgań pomiędzy kolektorami

$$U'_{wcz} = 2(U'_{cmax} - u'_{cmin}) = \pi(U_{c0} - u'_{cmin}) \quad (53)$$

Zakładając jak zwykle dostatecznie duże Q obwodu, przyjmujemy, że w równoległej rezystancji obciążenia R'_L płynie prąd sinusoidalny o amplitudzie

$$I'_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot i'_{cmax} = \frac{U'_{wcz}}{R'_L} = \frac{\pi}{R'_L} (U_{c0} - u'_{cmin}) \quad (54)$$

Rezystancja R_L równoległego obwodu drgań w warunkach dynamicznych spełnia nierówność

$$R'_L = \frac{L}{(r_L + r_Q) \cdot C} < R_L$$

gdzie r_L jest szeregową rezystancją obciążenia, a r_Q — szeregową rezystancją strat obwodu.

Moc wyjściowa w.cz. wzmacniacza o komutowanym prądzie, z uwzględnieniem całości strat, występujących w układzie, wyniesie uwzględniając (53)

$$P'_{1wcz} = \frac{(U'_{wcz})^2}{2R'_L} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (U_{c0} - u'_{cmin})^2 \quad (55)$$

Moc dostarczona ze źródła zasilania, uwzględniając (54), wyniesie natomiast

$$P'_0 = 2I'_{c0} \cdot U_{c0} = i'_{cmax} \cdot U_{c0} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (U_{c0} - u'_{cmin}) U_{c0} \quad (56)$$

Sprawność kolektorową wzmacniacza otrzymamy jako

$$\eta'_{wcz} = \frac{P'_{1wcz}}{P'_0} = \frac{U_{c0} - u'_{cmin}}{U_{c0}} \quad (57)$$

Sprawność można również określić, wychodząc np. z zależności podstawowej

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_{str}}{P_{1wcz}}} \quad \text{i po przekształceniach otrzymywać dwa wyrażenia uzależnione jedynie}$$

od rezystancji układu, odniesione do całkowitej mocy w.cz. lub do mocy oddawanej w rezystancji obciążenia r_L

$$\eta'_{wcz} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{r'_e}{(r_L + r_Q + r'_e)}} \quad \text{oraz} \quad \eta'_{energ} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{r'_e}{r_L}} \quad (57a)$$

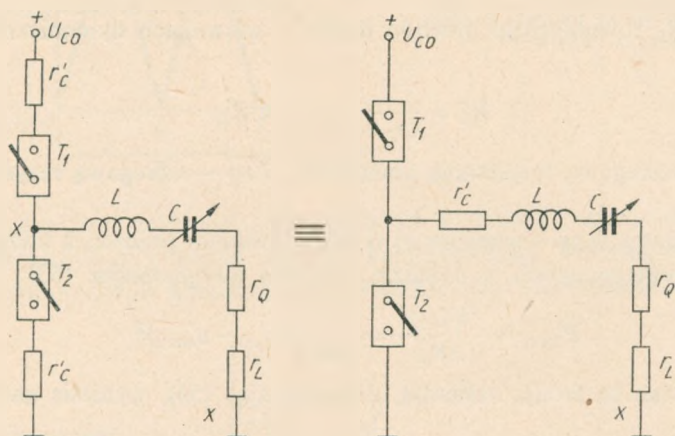
Łączne straty kolektorowe obu tranzystorów układu wzmacniacza mocy o komutowanym prądzie, przy uwzględnieniu (55) i (56) można wyrazić jako

$$P'_{cstr} = 2P'_{cstr \min} = P'_0 - P'_{1wcz} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (U_{c0} - u'_{cmin}) \cdot u'_{cmin} = 2I'_{c0} \cdot u'_{cmin} \quad (58)$$

3.3. Wzmacniacz mocy o komutowanym napięciu

Analiza rzeczywistych warunków pracy jednostronnie przeciwobnego wzmacniacza mocy o komutowanym napięciu (którego uproszczony schemat podano na rysunku 9) wymaga uwzględnienia strat występujących w wewnętrznej rezystancji

tranzystorów r'_c w czasie ich przewodzenia. Uwzględniono to na rysunku 24, przy czym przez r_L oznaczono jak zwykle użyteczną rezystancję obciążenia, a przez r_Q rezystancję zastępczą strat własnych obwodu drgań przy rezonansie.



Rys. 24. Uprozczone układy wzmacniacza mocy o komutowanym napięciu

Jeśli częstotliwość komutacji odpowiada częstotliwości rezonansowej szeregowego obwodu drgań oraz obwód ma dostatecznie duże Q , to amplituda składowej podstawowej napięcia na rezystancji obciążenia wyniesie

$$U'_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{c0} \frac{r_L}{(r_L + r_Q + r'_c)} \quad (59)$$

Zgodnie z rozważaniami podanymi poprzednio (p. 2.3) impuls prądu, ładującego raz na okres pojemność C obwodu drgań, ma kształt półsinusoidalny, identyczny z drugą połówką prądu, stanowiącą impuls rozładowujący ten kondensator. Otrzymujemy więc sinusoidalny przebieg prądu w.c.z. wymuszony przez obwód drgań o odpowiednio dobranym Q .

Amplituda tego prądu będzie wobec tego równa

$$I'_{wcz} = i'_{cmax} = \frac{U'_{wcz}}{r_L} = \frac{2}{\pi} U_{c0} \frac{1}{(r_L + r_Q + r'_c)} \quad (60)$$

Natomiast średnia wartość prądu kolektora za cały okres, odpowiadająca prądowi zasilania układu, wyrazi się jako

$$I'_{c0} = \frac{I'_{wcz}}{\pi} = \frac{i'_{cmax}}{\pi} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c0}}{(r_L + r_Q + r'_c)} \quad (61)$$

Moc zasilania wzmacniacza wyniesie więc

$$P'_0 = I'_{c0} \cdot U'_{c0} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c0}^2}{(r_L + r_Q + r'_c)} \quad (62)$$

a moc w.cz. oddana do obciążenia użytecznego r_L będzie

$$P'_{1wcz} = \frac{(U'_{wcz})^2}{2 \cdot r_L} = \left[\frac{2U_{c0} \cdot r_L}{\pi(r_L + r_Q + r'_c)} \right]^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot r_L} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c0}^2 \cdot r_L}{(r_L + r_Q + r'_c)^2} \quad (63)$$

Z zależności (62) i (63) możemy określić sprawność energetyczną wzmacniacza, odniesioną do mocy oddawanej w rezystancji obciążenia r_L

$$\eta'_{energ} = \frac{P'_{1wcz}}{P'_0} = \frac{r_L}{r_L + r_Q + r'_c} \quad (64)$$

albo sprawność kolektorową wzmacniacza, odniesioną do całkowitej mocy w.cz.

$$\eta'_{wcz} = \frac{P'_{1wcz} + P_{strQ}}{P'_0} = \frac{r_L + \frac{1}{2} (I'_{wcz})^2 \cdot r_Q}{r_L + r_Q + r'_c} \quad (65)$$

oraz moc strat w obwodzie drgań

$$P_{strQ} = \frac{1}{2} (I'_{wcz})^2 \cdot r_Q \quad (66)$$

Sprawności kolektorowej wzmacniacza nie możemy obliczać wychodząc z zależności (12) wprowadzonej w p. 1.2, gdyż każdy z tranzystorów pracuje w innych warunkach.

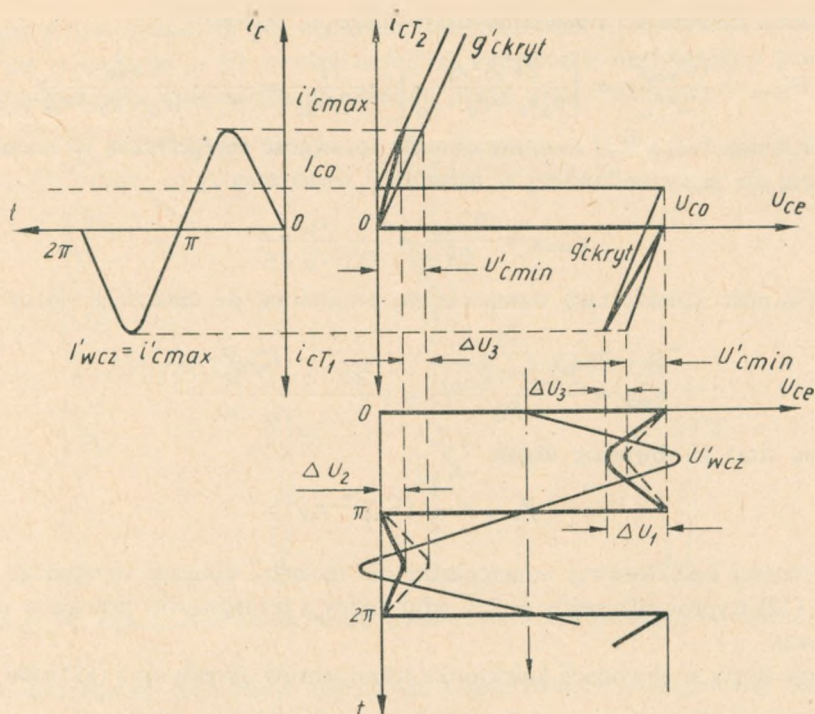
Łączne straty w obwodach kolektorów tranzystorów określa się z (62) i (63) jako

$$P'_{strc} = (P'_0 - P'_{1wcz}) \frac{r'_c}{r_Q + r'_c} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c0}^2 \cdot r'_c}{(r_L + r_Q + r'_c)} = \frac{1}{2} r'_c \cdot i_{cmax}^2 \quad (67)$$

W celu określenia podziału tych strat pomiędzy tranzystory należy zdać sobie sprawę, że w stanie ustalonym na tranzystorze T_1 (w półokresie przewodzenia) oprócz spadku napięcia od przepływu półsinusoidalnego impulsu prądu w.cz. występuje dodatkowo dodający się do niego spadek napięcia, wywołany przepływem prądu ze źródła zasilania. W następnym półokresie, gdy przewodzi tranzystor T_2 wskutek odwrócenia kierunku prądu w.cz. wspomniane spadki napięcia odejmują się od siebie. W związku z tym przy komutacji spadki napięcia na opornościach zastępczych r'_c będą różne, a więc prostokątny przebieg napięcia, występujący pomiędzy punktami xx układu, będzie miał w częściach wierzchołkowych półsinusoidalne wklęsnięcia różnej wielkości.

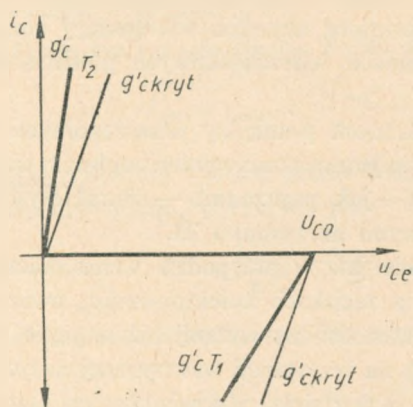
W celu wykazania zależności, zachodzących pomiędzy poszczególnymi wielkościami w czasie pracy wzmacniacza mocy o jednostronnie przeciwnym układzie i komutowanym napięciu, posłużymy się — jak poprzednio — charakterystykami roboczymi elementów zwierających, podanymi na rysunku 25.

Z rysunku tego wynika, że — podobnie jak w przypadku wzmacniacza bez strat (patrz p. 2.3) — również i obecnie na zaciskach kolektor-emiter tranzystora nie przewodzącego występuje napięcie o wartości nie wyższej niż napięcie zasilania U_{c0} . W stanie przewodzenia natomiast na rezystancji wewnętrznej nasyczonego tranzystora r'_c występuje spadek napięcia o kształcie odpowiadającym kształtowi



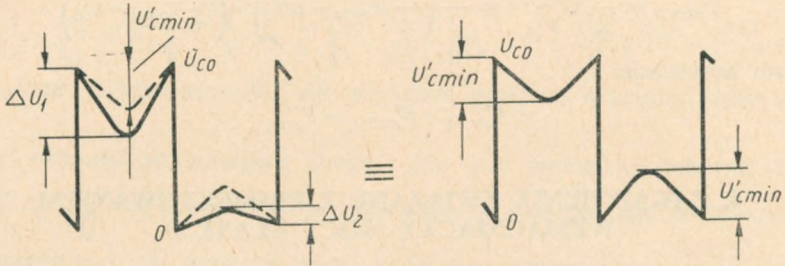
Rys. 25. Charakterystyki robocze obu elementów komutujących wzmacniacza mocy z rys. 24

impulsu prądu (a więc półsinusoidalny i o amplitudzie równej u'_{cmin}) oraz spadek napięcia od prądu płynącego ze źródła zasilania, który dodaje się do poprzedniego spadku napięcia w tranzystorze T_1 , a odejmuje od niego w tranzystorze T_2 . Układ zachowuje się więc tak, jak gdyby w kolejnych połówkach okresu nachylenie prostej granicznej tranzystora T_1 wzrastało, a tranzystora T_2 — malało, co pokazano na rysunku 26.



Rys. 26. Wypadkowa charakterystyka robocza elementów komutujących wzmacniacza z rys. 24

Występujący pomiędzy punktami xx układu wzmacniacza (rys. 24) przebieg napięcia o niesymetrycznych wklęsłościach może być bez szkody na wynik obliczeń amplitudy napięcia w.c.z., występującego na obwodzie strojonym, zastąpiony równoważnym mu przebiegiem symetrycznym, pokazanym na rysunku 27 (patrz Dodatek 7.1).



Rys. 27. Równoważne przebiegi przy obliczaniu amplitudy napięcia o częstotliwości podstawowej w rozkładzie Fouriera

W związku z powyższym amplitudę U'_{wcz} obliczoną według (59) można również wyrazić jako

$$U'_{wcz} = U'_{cmax} = \frac{2}{\pi} U_{c0} - (u'_{cmin} + \Delta u_Q) \quad (68)$$

gdzie

$$\Delta u_Q = r_Q \cdot I'_{wcz} \quad (69)$$

jest spadkiem napięcia w.c.z. na rezystancji zastępczej strat występujących w obwodzie drgań. Amplitudę spadku napięcia kolektor-emiter przy przewodzeniu tranzystora ładującego T_1 oblicza się jako

$$\Delta u_1 = u'_{cmin} + \Delta u_3 = r'_c \cdot i'_{cmax} + \Delta u_3 \quad (70)$$

a dla tranzystora rozładowującego T_2 jako

$$\Delta u_2 = u'_{cmin} - \Delta u_3 = r'_c \cdot i'_{cmax} - \Delta u_3 \quad (71)$$

gdzie spadek napięcia od prądu płynącego ze źródła zasilania

$$\Delta u_3 = r'_c \cdot I'_{c0} \quad (72)$$

Moc strat w tranzystorach oblicza się następująco:

dla tranzystora ładującego T_1

$$U' = \frac{2}{\pi} \cdot u'_{cmin} + \Delta u_3; \quad I' = \frac{2}{\pi} \cdot i'_{cmax} + I_{c0}$$

a więc

$$P'_{strT1} = \frac{1}{2} U' I' = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} u'_{cmin} + \Delta u_3 \right) \cdot \left(\frac{2}{\pi} i'_{cmax} + I_{c0} \right) \quad (73)$$

dla tranzystora rozładującego T_2

$$U'' = \frac{2}{\pi} u'_{cmin} - \Delta u_3; \quad I'' = \frac{2}{\pi} i'_{cmax} - I_{c0}$$

a więc

$$P'_{strT2} = \frac{1}{2} U'' \cdot I'' = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} u'_{cmin} - \Delta u_3 \right) \cdot \left(\frac{2}{\pi} i'_{cmax} - I_{c0} \right) \quad (74)$$

przy czym oczywiście

$$P'_{strT1} + P'_{strT2} = P'_{strc}$$

4. ZAGADNIENIA ZWIĄZANE Z PROJEKTOWANIEM WZMACNIACZY MOCY KLASY D

4.1. Wybór rodzaju obwodu rezonansowego ze względu na dopuszczalny poziom promieniowań niepożądanych

Dopuszczalny poziom promieniowań niepożądanych w nadajnikach został, jak wiadomo, uregulowany w Międzynarodowym Regulaminie Radiokomunikacyjnym (Genewa 1968 r., Dodatek 4). Dla nadajników pracujących w tzw. średniofalowym zakresie częstotliwości (525 kHz ÷ 1605 kHz) ustalono, że promieniowania niepożądane nie powinny przekraczać poziomu -40 dB względem poziomu emisji podstawowej i jednocześnie ich moc nie powinna być większa niż 50 mW [13] i [17].

Często także przy opracowywaniu tranzystorowych członów wzbudzających do projektowanych nowych nadajników radiofonicznych jest stawiany dodatkowy warunek zastrzegający, aby poziom mocy drgań niepożądanych leżał znacznie niżej od wymagań stawianych przez Regulamin Radiokomunikacyjny i nie przekraczał np. 1 mW. Jeśli więc przyjąć poziom mocy wyjściowej członu wzbudzającego $P_1 = 90 \dots 100$ W, to stosunek mocy promieniowania niepożądanego do mocy promieniowania pożądanego wyniesie

$$N = \frac{P_3}{P_1} \leq \frac{1 \cdot 10^{-3}}{100} = 0,01 \cdot 10^{-3} = 0,1 \cdot 10^{-4} = 10 \cdot 10^{-6}$$

Zakładając, że impedancja obciążenia tranzystorowego wzmacniacza mocy nie zależy od częstotliwości (co tylko w przybliżeniu jest spełnione) i zwykle jest małą rezystancją rzędu $r_L \approx 5 \Omega$ otrzymamy stosunek mocy wydzielonych w tym obciążeniu

$$N = \frac{(I_{r3})^2 \cdot r_L}{(I_{r1})^2 \cdot r_L} = \left(\frac{I_{r3}}{I_{r1}} \right)^2$$

Na wejściu obwodu strojonego wzmacniacz klasy D wprowadza, jak wiemy, amplitudę napięcia trzeciej harmonicznej o wartości równej $\frac{1}{3}$ amplitudy drgań o częstotli-

wości podstawowej, czyli

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{I_3 \cdot r_{we1}}{I_1 \cdot r_{we1}} = \frac{I_3}{I_1} = \beta_3 = \frac{1}{3}$$

Wymagany więc współczynnik filtracji trzeciej harmonicznej obwodu może być ograniczony do wartości

$$\Phi_3 \geq \frac{I_3}{I_1} \cdot \frac{I_{r1}}{I_{r3}} = \beta_3 \sqrt{\frac{1}{N}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{0,1 \cdot 10^{-4}}} = \frac{1}{3} 10^2 \sqrt{10} = \frac{316}{3} \approx 105$$

co odpowiada poziomowi $-40,5$ dB względem poziomu o częstotliwości podstawowej.

Proste obwody rezonansowe mogą — jak już podano — zapewnić filtrację rzędu $\frac{U_3}{U_1} = \frac{1}{8Q}$. Z powyższego wynika więc, że stosując tego rodzaju obwody

(bardzo wygodne dzięki prostocie manipulacji przy przestrajaniu w zadanym zakresie częstotliwości) można uzyskać wymagany współczynnik filtracji przy dobroci obciążonego obwodu drgań $Q_L \geq 12$.

Jak widać, nawet przy ostrych wymaganiach, dotyczących poziomu promieniowań niepożądanych, można bez trudności stosować wzmacniacz mocy klasy D z prostym obwodem rezonansowym.

4.2. Sprawdzenie warunku przenoszenia wstęg bocznych modulacji

Impedancja rezonansowego obwodu szeregowego osiąga wartość minimalną dla częstotliwości rezonansowej. Przy nieznacznym natomiast odstrojeniu od rezonansu, np. o Δf , impedancja ta wzrasta (patrz Dodatek 6.2.1) osiągając wartość

$$\frac{|\hat{Z}_n|}{|\hat{Z}_1|} = \frac{r_L}{|\hat{Z}_{n\text{szer}}|} = \frac{r_L}{\left| j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) \right|} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q_L^2 \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2}} \quad (75)$$

Przy modulacji amplitudowej powoduje to tłumienie wstęg bocznych modulacji również i we wzmacniaczach mocy pracujących w klasie D [14].

Wymagania techniczne na urządzenia nadawcze określają zwykle dopuszczalne tłumienie na krańcach przenoszonego pasma modulacji na $\leq 0,6$ dB w stosunku do poziomu występującego przy częstotliwości nośnej.

Zakładając więc $Q = 12$, otrzymujemy np. dla $f_0 = 1,5$ MHz i szerokości pasma częstotliwości modulujących $f_m = 10$ kHz

$$\begin{aligned} \frac{|\hat{Z}_n|}{|\hat{Z}_1|} &= \frac{1}{\sqrt{1 + 4 \cdot 12^2 \left(\frac{10 \cdot 10^3}{1,5 \cdot 10^6} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 576 (6,67 \cdot 10^{-3})^2}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + 576 (0,667 \cdot 10^{-2})^2}} = 0,988 \quad \text{czyli} \quad \text{ok.} = 0,10 \text{ dB} \end{aligned}$$

a więc postawione wymaganie zostało spełnione.

Należy tu zwrócić uwagę, że szeregowy obwód rezonansowy, pracujący w układzie wzmacniacza mocy klasy D o komutowanym napięciu, jest stale tłumiony rezystancją wewnętrzną tranzystorów, która dodaje się do rezystancji strat własnych obwodu drgań i rezystancji r_L stanowiącej obciążenie użyteczne obwodu. W związku z tym dobroć Q_L obciążonego wzmacniacza, występująca we wzorze (75), wynosi

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{r'_c + r_Q + r_L} \quad (76)$$

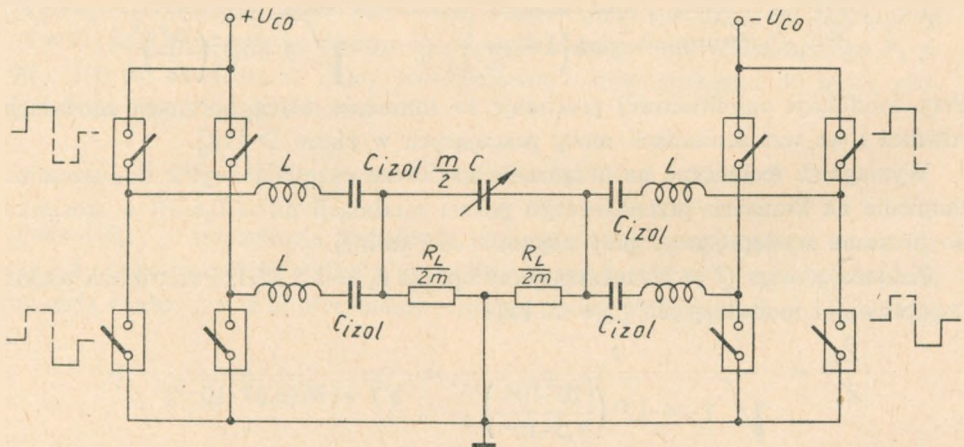
4.3. Sumowanie mocy wyjściowej kilku wzmacniaczy pracujących w klasie D

Stosowanie wzmacniaczy mocy pracujących w klasie D zapewnia wiele korzyści w porównaniu z układami konwencjonalnymi. Należy tu przede wszystkim wymienić bardzo dużą sprawność energetyczną wzmocnienia oraz prostotę realizacji układów przestrajanych. Wzmacniacze takie dysponując nawet nowoczesnymi tranzystorami nadawczymi często nie pozwalają jednak na rozwiązanie postawionych zadań ze względu na ich zbyt małą moc wyjściową.

W związku z tym, istotnym zagadnieniem jest możliwość sumowania mocy wyjściowej dostatecznie dużej liczby wzmacniaczy jednostkowych.

Stosowane dotychczas szeroko — zwłaszcza mostkowe — sposoby sumowania mocy wyjściowej kilku wzmacniaczy są na tyle skomplikowane układowo, że spełnienie warunku łatwej przestrajalności w żądanym zakresie częstotliwości staje się problematyczne [15].

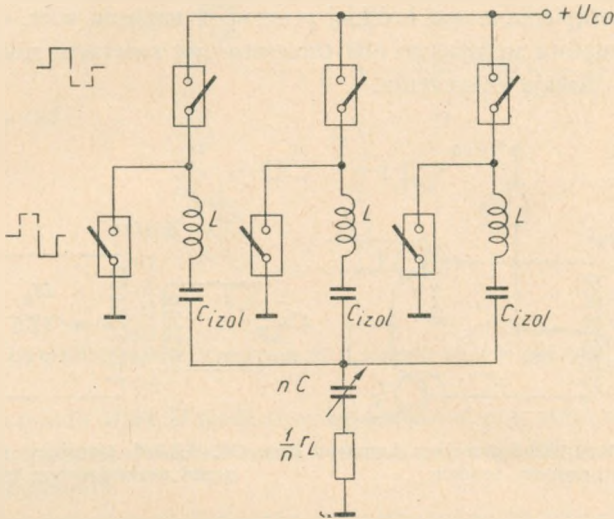
W Instytucie Łączności w oparciu o przeprowadzone badania laboratoryjne opracowano układy sumowania mocy oparte na odmiennych zasadach*).



Rys. 28. Układ sumowania mocy czterech wzmacniaczy, czyli dwu par ($m = 2$) przy symetrycznym obciążeniu

*) Zgłoszenie patentowe NP-151343.

W układach tych jednostronnie przeciwobne wzmacniacze jednostkowe z szeregowym obwodem drgań i komutowanym napięciem ładują wspólną pojemność wyjściowego obwodu drgań układu poprzez indukcyjności każdego ze wzmacniaczy jednostkowych. Dzięki powyższemu uzyskano maksymalnie możliwe w danych warunkach zmniejszenie wzajemnego oddziaływania wzmacniaczy na siebie osiągając dużą prostotę przestrajania układu w wymaganym zakresie częstotliwości. Tytułem



Rys. 29. Układ sumowania mocy trzech wzmacniaczy ($n = 3$) przy obciążeniu niesymetrycznym

przykładu na rysunku 28 podano rozwiązanie układu z transformacją symetrycznej względem masy rezystancji obciążenia dla przykładu sumowania mocy czterech wzmacniaczy pracujących w klasie D, a na rysunku 29 układ bez transformacji (a więc dla małych rezystancji obciążenia) przy trzech wzmacniaczach mocy.

4.4. Układy sterowania wzmacniaczy komutowanych

Praca wzmacniaczy komutowanych w istotny sposób zależy od prawidłowo działających układów sterujących oba tranzystory. Trudności, z jakimi się tu spotykamy, polegają głównie na:

- 1) wytworzeniu odpowiednio silnych napięć impulsowych o kształcie prostokątnym,
- 2) uzyskaniu wymaganej mocy impulsów sterujących potrzebnej do wprowadzenia w stan nasycenia komutujących tranzystorów układu.

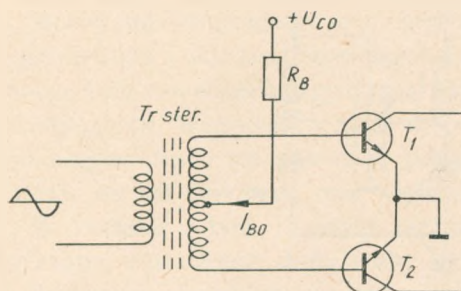
4.4.1. Obwód bazy tranzystorów we wzmacniaczach o komutowanym prądzie

Ze względu na to, że w tego typu wzmacniaczach przebieg prądu kolektora ma charakter prostokątny, najdogodniejszym układem sterującym byłby przełącznik włączający źródło prądu stałego na przemian z częstotliwością komutacji do baz

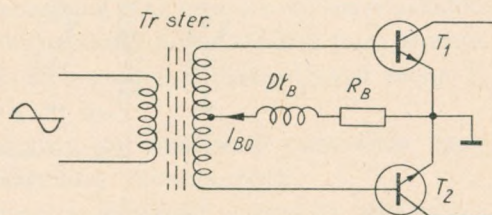
jednego lub drugiego z tranzystorów. Odpowiedni układ podano na rysunku 30, gdzie rolę przełącznika spełnia wtórne uzwojenie transformatora zasilanego napięciem o częstotliwości komutacji.

Takie rozwiązanie odznacza się jednak dwiema poważnymi wadami:

- dla wprowadzenia tranzystora w stan nasycenia prąd bazy musi mieć dość dużą wartość, stanowiącą zwykle ok. 10% prądu kolektora; powoduje to powstawanie znacznych strat energetycznych pogarszających sprawność układu;
- z chwilą wystąpienia nawet krótkiej przerwy w napięciu w.c.z. doprowadzanym do transformatora sterującego oba tranzystorowe zwieracze zostają przeciążone i zazwyczaj ulegają zniszczeniu.



Rys. 30. Najprostszy układ sterujący wzmacniacza o komutowanym prądzie



Rys. 31. Układ sterujący z zabezpieczeniem przed uszkodzeniem tranzystorów

Można tego uniknąć stosując na przykład układ sterujący podany na rysunku 31. Prąd bazy przepływa tu przez diodę D_B i ma wartość stałą, kontrolowaną przez rezystor R_B . Z chwilą wystąpienia przerwy w napięciu sterującym tranzystory nie pobierają prądu i ich uszkodzenie nie grozi.

Średnia wartość prądu bazy może być dla tego przypadku obliczona z zależności

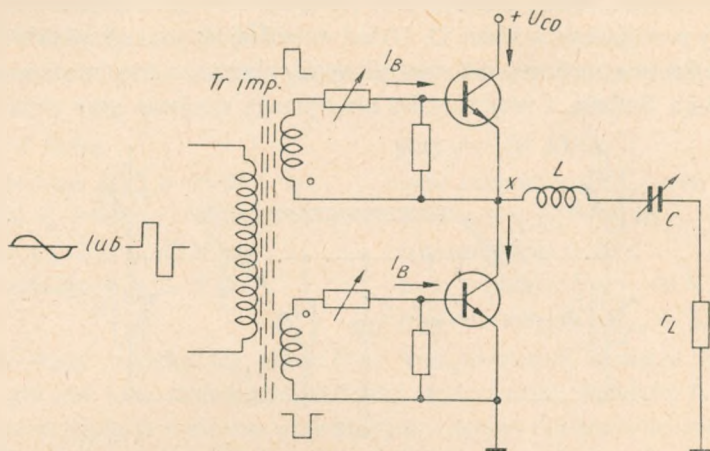
$$I_{B0} = \frac{1}{\pi} \frac{U'_B - U_{BE}}{R_B} \quad (77)$$

gdzie U'_B jest amplitudą sinusoidalnego napięcia sterującego po wtórnej stronie transformatora $Tr. ster.$, a U_{BE} jest napięciem baza-emiter tranzystora przy założonym prądzie jego kolektora.

4.4.2. Obwód bazy tranzystorów we wzmacniaczach o komutowanym napięciu

Kształt impulsu prądu przepływającego w obwodzie kolektora każdego z tranzystorów jest półsinusoidalny. Wynika z tego, że w układzie sterującym w celu uzyskania dostatecznej wartości prądu bazy w półokresie przewodzenia tranzystora najdogodniej będzie zastosować również „co najmniej” sinusoidalne napięcie sterujące. Prąd bazy będzie wówczas uzależniony od wartości tego napięcia doprowa-

dzzonego z odpowiednią fazą z wtórnego uzwojenia transformatora sterującego oraz od oporników regulacyjnych szeregowego i równoległego, jak to podano na rysunku 32.

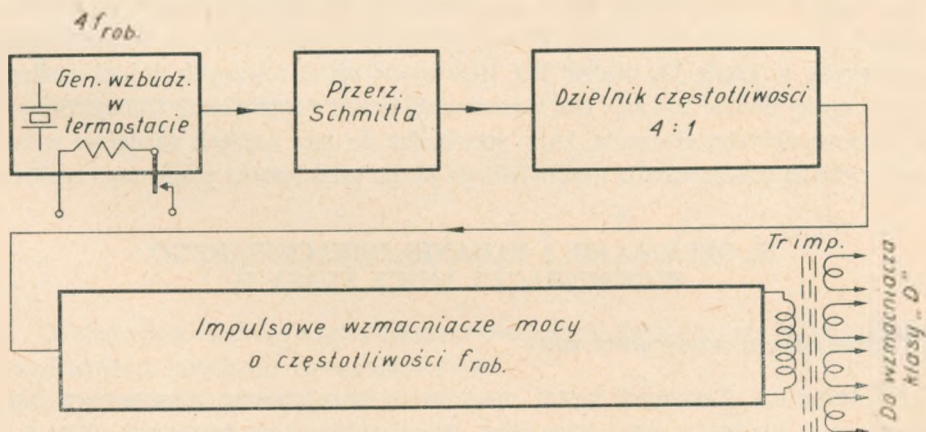


Rys. 32. Układ sterowania wzmacniacza o komutowanym napięciu klasy D

Układ wzmacniacza klasy D może również pracować przy sterowaniu napięciem o kształcie prostokątnym, co często może być znacznie dogodniejsze niż sterowanie napięciem sinusoidalnym.

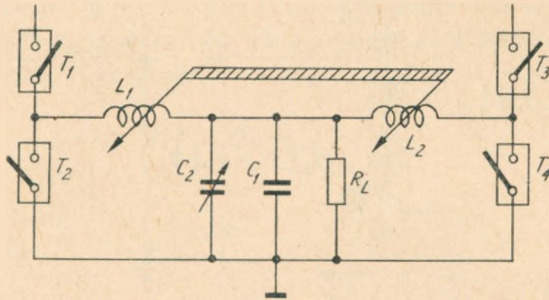
Transformator sterujący najdogodniej jest wykonywać na rdzeniu proszkowym (np. o kształcie kubkowym), przy czym przekładnia transformatora $Tr.$ ster. jest zwykle obniżająca.

Całość szerokopasmowego układu sterującego może być przedstawiona w układzie blokowym, tak jak podano na rysunku 33 [16].



Rys. 33. Szerokopasmowy, impulsowy układ sterujący

Przez zastosowanie układu szerokopasmowego uzyskuje się eliminację strojonych każdorazowo do rezonansu obwodów drgań. Przejście na dowolnie wybraną częstotliwość roboczą (ustaloną przez wybór rezonatora piezoelektrycznego umieszczonego w termostacie) wymaga jedynie strojenia obwodu rezonansowego wzmacniacza mocy pracującego w klasie D. Układ wzbudzający pracuje zwykle na częstotliwości czterokrotnie większej niż częstotliwość robocza z generatorem w układzie multiwibratora Butlera, a więc również nie wymaga strojenia przy zmianie kwarcu.



Rys. 34. Układ sumowania mocy wyjściowej dwu wzmacniaczy klasy D z obciążeniem niesymetrycznym

Przy wzmacniaczach z sumowaniem mocy wyjściowej dogodnie jest rozwiązywać strojenie układu przez zastosowanie sprzężonych mechanicznie wariometrów L poszczególnych wzmacniaczy układu, jak podano na rysunku 34. Strojenie wzmacniaczy pracujących w klasie D najdogodniej jest przeprowadzać na maksimum mocy wyjściowej.

4.5. Układy zasilania wzmacniaczy klasy D

Ze względu na celowość maksymalnego wykorzystania napięciowego tranzystorów, a jednocześnie zabezpieczenie od ewentualnych przepięć (np. przy odciążeniu układu), co mogłoby łatwo powodować przebicie tranzystorów we wzmacniaczach pracujących w klasie D, celowe jest stosowanie stabilizowanych źródeł zasilania.

Nie mniej istotne również dla niezawodnej pracy wzmacniaczy tranzystorowych jest stosowanie zabezpieczenia, które sprowadza do zera napięcie zasilające wzmacniacz z chwilą przekroczenia nastawialnego progu przeciążenia prądowego zasilacza.

5. OBLICZANIE I BADANIE OPRACOWANEGO WZMACNIACZA MOCY KLASY D

5.1. Rezonansowy wzmacniacz mocy

W Instytucie Łączności został opracowany rezonansowy wzmacniacz mocy, pracujący w klasie D, przy czym jako tranzystorów komutacyjnych użyto tranzystorów mocy firmy Valvo typ BLY17; są to potrójnie dyfundowane krzemowe

tranzystory planarne o wielopalczastej konstrukcji emiter-baza. Dane katalogowe użytych tranzystorów są następujące:

napięcie U_{CBO} — max 100 V; napięcie U_{CER} — max 100 V; prąd I_{CMax} — max 10 A; dopuszczalne straty P_{Cstr} — max 100 W; temperatura złącza — max 175°C; częstotliwość robocza $f_{Tmax} \leq 70$ MHz.

Typowe katalogowe warunki pracy tranzystora pracującego w klasie C są następujące:

przy $f = 4$ MHz

moc oddawana $P_{wcz} = 55$ W

sprawność $\eta_c = 68\%$

nap. zasilania $U_{c0} = 40$ V

moc sterowania $P_{ster} = 5$ W

przy $f = 30$ MHz

moc oddawana $P_{wcz} = 40$ W

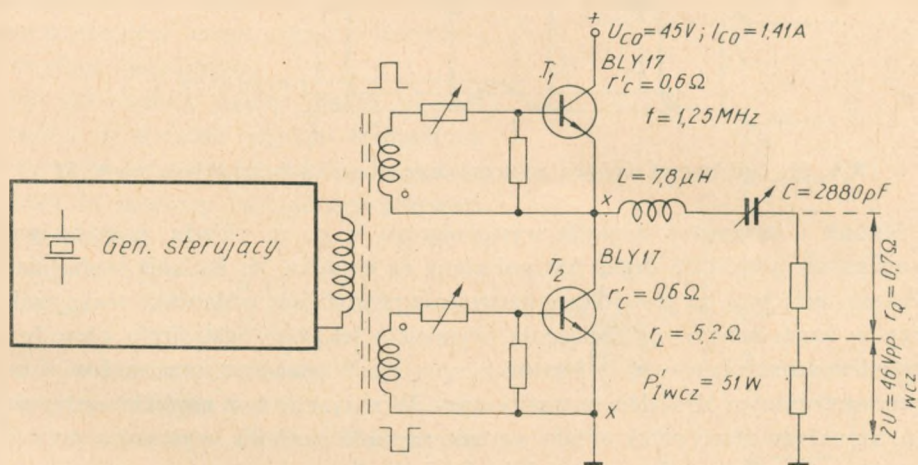
zysk mocy $G_p = 6$ dB

sprawność $\eta_c = 40\%$

nap. zasilania $U_{c0} = 40$ V

moc sterowania $P_{ster} = 7,5$ W

Opracowany wzmacniacz klasy D o komutowanym napięciu z dostrojonym szeregowym obwodem drgań pracował przy częstotliwości sterującej $f_0 = 1,25$ MHz. Maksymalne napięcie zasilania, przy którym wybrany typ tranzystorów zachowywał się jeszcze stabilnie, wynosiło $U_{c0max} = 50$ V. Dalsze podnoszenie napięcia zasilania zwykle powodowało powstawanie zwarcia w jednym z tranzystorów, najczęściej w jego wielopalczastej strefie baza-emiter.



Rys. 35. Układ opracowanego wzmacniacza klasy D

Układ opracowanego wzmacniacza podano na rysunku 35, przy czym z pomiarów wzmacniacza uzyskano następujące dane:

a) napięcie zasilające $U_{c0} = 45$ V,

b) prąd zasilający $I_{c0} = 1,41$ A = $\frac{I'_{cmax}}{\pi}$ (przy impulsie półsinusoidalnym),

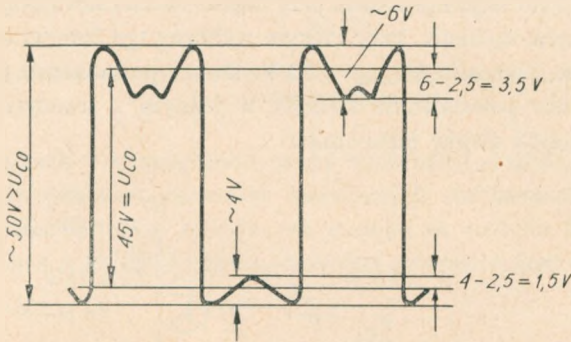
- c) moc zasilania $P_0 = 63,5 \text{ W}$,
 d) napięcie w.cz. $2U'_{wcz} = 2U'_{cmax} = 46 \text{ V}$,
 e) moc oddawana $P'_{lwcz} = 51 \text{ W}$,
 f) sprawność $\eta'_{wcz} = 91\%$; $\eta'_{energ} = 80,5\%$,
 g) rezystancja obciążenia $r_L = 5,2 \Omega$,
 h) dobroć obwodu obciążonego $Q_L \cong 10$, a przy biegu luzem $Q_U = 95$,
 k) rezystancja strat obwodu drgań $r_Q = 0,7 \Omega$.

Na podstawie powyższego znajdujemy:

$$I'_{wcz} = I'_{cmax} = \frac{U'_{cmax}}{r_L} = \frac{23}{5,2} = 4,43 \text{ A},$$

oraz

$$I'_{c0} = \frac{i'_{cmax}}{\pi} = \frac{4,43}{\pi} = 1,41 \text{ A}$$



Rys. 36. Oscylogram napięcia występującego w punktach xx układu z rys. 35

Kształt i parametry napięcia występującego w p. xx układu, pobudzającego rezonansowy obwód do drgań jest pokazany na rysunku 36. Badanie wzmacniacza wykazało przy tym, że prawidłowe nastrojenie powodujące oddawanie maksymalnej mocy w danej rezystancji obciążenia, wymagało lekkiego odstrojenia obwodu od częstotliwości rezonansowej w kierunku $x_L > x_C$. Wzmacniacz pracował więc przy nieco rozstrojonym obwodzie rezonansowym. W związku z tym napięcie występujące w p. xx układu nieco przekraczało wartość napięcia zasilania, wykazując przy tym przerosty. Określenie więc wartości średniej spadku napięcia u'_{cmin} występującego na zastępczej rezystancji wewnętrznej r'_c tranzystora wysterowanego do nasycenia, stwarzało pewne trudności. Wartość tę oszacowano zakładając, że występujące przerosty napięcia wywołane lekkim przestrojeniem obwodu wpływają symetrycznie na wartości wklęsłości w kształcie napięcia występującym pomiędzy punktami xx układu.

Opierając się na zależności (68) określamy wartość

$$u'_{cmin} = i'_{cmax} \cdot r'_c$$

jako

$$u'_{cmin} = 0,637U_{c0} - i'_{cmax}(r_L + r_Q) = 0,637 \cdot 45 - 4,43(5,2 + 0,7) = 28,66 - 26 = 2,66 \text{ V} \quad (78)$$

Otrzymana wartość pokrywa się z wartością otrzymaną z oscylogramu podanego na rysunku 36 z dostateczną do obliczeń technicznych dokładnością.

Zaobserwowaną symetrię i wklęsłość w kształcie napięcia pobudzającego rezonansowy obwód drgań można wyjaśnić w pewnym stopniu przez analizę kształtu charakterystyki roboczej elementu komutacyjnego, podanej poglądowo na rysunku 37. Z rysunku tego wynika, że wysterowanie tranzystora T_1 było raczej zbyt małe, podczas gdy tranzystor T_2 był prawdopodobnie wysterowany prawidłowo.

Charakterystyki obciążenia wzmacniaczy klasy D, zdjęte laboratoryjnie dla dwu różnych rodzajów obwodów rezonansowych podane są na rysunkach 38 i 39. Przebieg ich odpowiada zachowaniu się konwencjonalnych układów wzmacniaczy z czynnymi elementami nieliniowymi.

Na zakończenie należy jeszcze omówić własności dynamiczne użytego tranzystora. Z charakterystyk tranzystora, podanych na rysunku 40, możemy obliczyć jego przewodność krytyczną

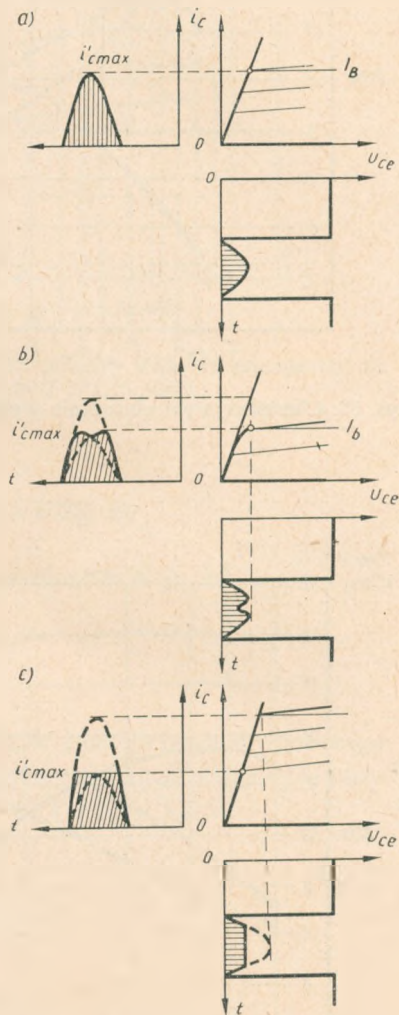
$$g'_{ckryt} = \frac{i'_{cmax}}{u'_{cmin}} = \frac{4,43}{2,66} = 1,865 \text{ S} \quad (79)$$

a więc zastępcza rezystancja wewnętrzna tranzystora w stanie nasycenia przy komutacji z częstotliwością ok. 1,5 MHz wynosi

$$r'_c = \frac{1}{g'_{ckryt}} = \frac{1}{1,865} = 0,6 \text{ } \Omega \quad (80)$$

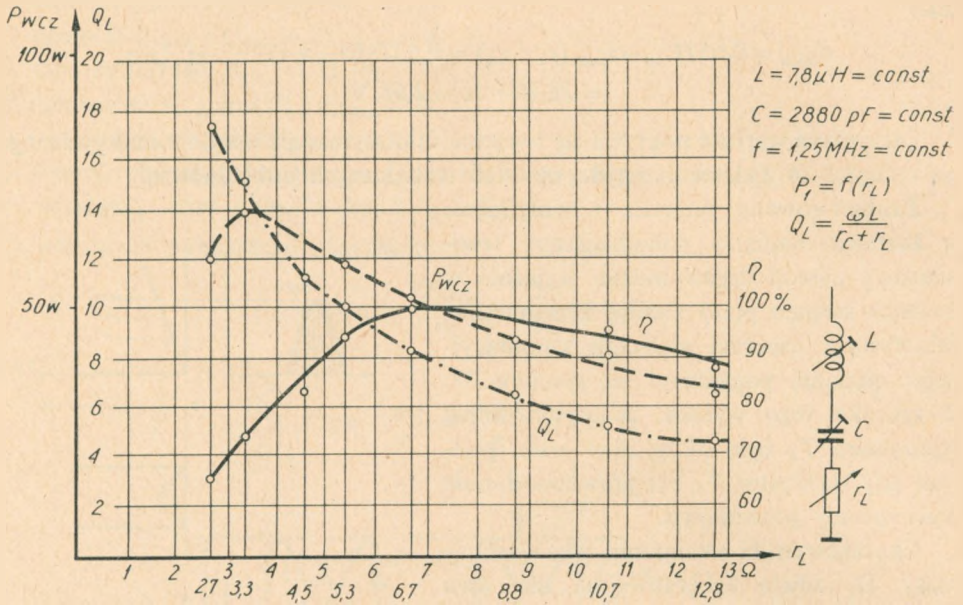
Z krzywych katalogowych natomiast (otrzymywanych metodą statyczną) mamy odpowiednio

$$g'_{ckryt.katal.} = \frac{i'_{cmax}}{u'_{cmin}} = \frac{9}{0,5} = 18 \text{ A/V}$$

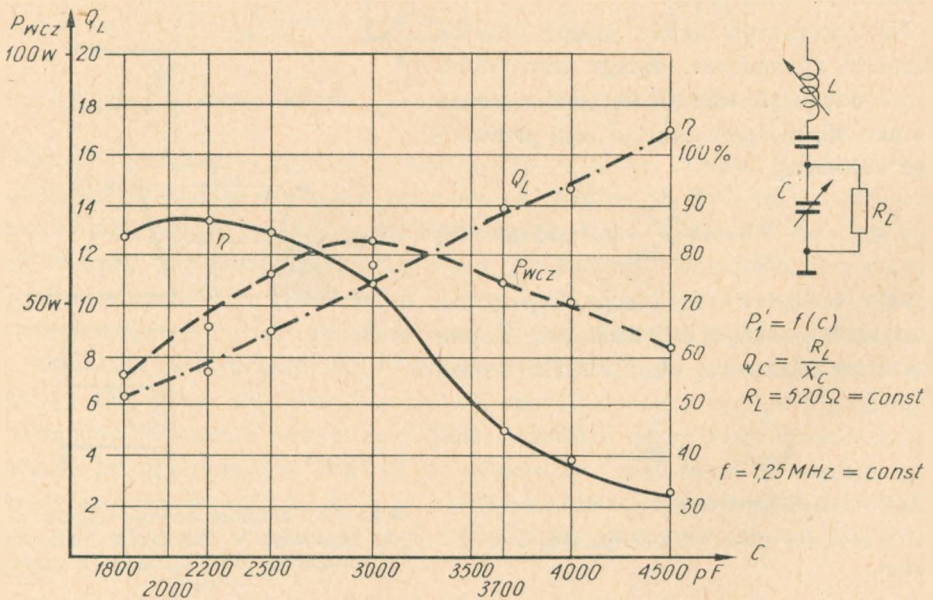


Rys. 37. Zależność kształtu impulsu prądu płynącego w kolektorze tranzystora komutującego od stopnia jego wysterowania

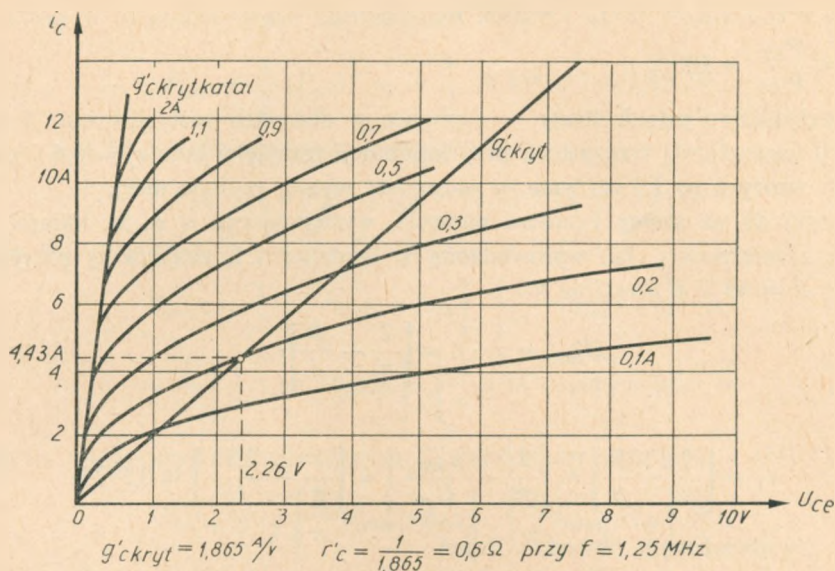
a) wysterowanie optymalne dla danego obciążenia wzmacniacza (sprawność maksymalna), b) wysterowanie zbyt małe dla danego obciążenia, c) wysterowanie zbyt duże dla danego obciążenia



Rys. 38. Charakterystyki obciążenia wzmacniacza mocy klasy D z szeregowym obwodem rezonansowym



Rys. 39. Charakterystyki obciążenia wzmacniacza mocy klasy D z transformacją rezystancji obciążenia



Rys. 40. Charakterystyki tranzystora nadawczego typu BLY 17 firmy VALVO, pracującego we wzmacniaczu klasy D przy częstotliwości $f = 1,25 \text{ MHz}$

oraz

$$r'_{ckatal.} = \frac{1}{g'_{ckryt.katal.}} = \frac{1}{18} = 0,056 \Omega$$

Występująca rozbieżność jest ilustracją do uwag podanych w p. 3.1.

5.2. Obliczenia sprawdzające wzmacniacza

Uproszczone obliczenie wzmacniacza o schemacie analogicznym do podanego na rysunku 35, z zaniedbaniem wpływu wewnętrznych rezystancji zastępczych tranzystorów, dałoby wyniki następujące przy $U_{c0} = 45 \text{ V}$ i $r_L = 5,2 \Omega$:

a) z (26) $P_{1T} \approx 0,2 \frac{U_{c0}^2}{r_L} = 0,2 \frac{45^2}{5,2} = 77,8 \text{ W}$

b) z (24) $U_{cmaxT} = \frac{2}{\pi} U_{c0} = \frac{2}{\pi} 45 = 28,66 \text{ V}$

c) z (27) $i_{cmaxT} = \frac{U_{cmaxT}}{r_L} = \frac{28,66}{5,2} = 5,5 \text{ A} = I_{cmaxT}$

d) $P_{1T} = \frac{1}{2} U_{cmaxT} \cdot I_{cmaxT} = \frac{1}{2} 28,66 \cdot 5,5 = 77,8 \text{ W}$

e) $I_{c0T} = \frac{i'_{cmaxT}}{\pi} = \frac{5,5}{\pi} = 1,75 \text{ A}$

$$f) P_{c0T} = U_{c0} \cdot I_{c0T} = 45 \cdot 1,75 = 77,8 \text{ W}$$

$$g) \eta_T = \frac{P_{1T}}{P_{c0T}} = 100\%$$

Uwzględniając jednak straty, występujące w obwodzie rezonansowym i w rezystancji wewnętrznej tranzystora przy komutacji (przyjętej jako $r'_c = 0,6 \Omega$), oraz stosując wzory z p. 3.3 otrzymamy natomiast wyniki podane niżej.

Z rozkładu na szereg Fouriera napięcia, występującego w p. xx układu oraz zgodnie z zależnością (82) wprowadzoną w Dodatku 7.1, znajdziemy przyjmując wartość $A = 45 \text{ V}$ i $B = 2,66 \text{ V}$

$$U'_{c\max} = \alpha_1 \cdot A = \left[\frac{2}{\pi} - \frac{B}{A} \right] \cdot A$$

gdzie

$$\alpha_1 = \left[\frac{2}{\pi} - \frac{B}{A} \right] = \left[\frac{2}{\pi} - \frac{u'_{c\min}}{U_{c0}} \right] = \left[\frac{2}{\pi} - \frac{2,66}{45} \right] = 0,5774$$

A więc na obciążonym obwodzie drgań

$$U'_{c\max} = \alpha_1 \cdot U_{c0} = 0,5774 \cdot 45 = 26 \text{ V}$$

Natomiast na obciążeniu użytecznym r_L

$$U'_{wcz} = U'_{c\max} - \Delta u_Q = 26 - 0,7 \cdot 4,43 = 23 \text{ V}$$

Wartość tę możemy również obliczyć z zależności (68), gdyż

$$U'_{wcz} = U'_{c\max T} - (u'_{c\min} + \Delta u_Q) = \frac{2}{\pi} U_{c0} - i'_{c\max}(r'_c + r_Q) = 28,66 - 5,66 = 23 \text{ V}$$

a z (60) mamy amplitudę impulsu prądu

$$i'_{c\max} = I'_{c\max} = \frac{U'_{wcz}}{r_L} = \frac{\frac{2}{\pi} U_{c0}}{(r_L + r_Q + r'_c)} = \frac{23}{5,2} = 4,43 \text{ A}$$

Moc użyteczna oddana do obciążenia r_L

$$P'_{1wcz} = \frac{1}{2} U'_{wcz} \cdot I'_{wcz} = \frac{1}{2} 23 \cdot 4,43 = 51 \text{ W}$$

Prąd zasilania otrzymujemy z (61) jako

$$I'_{c0} = \frac{i'_{c\max}}{\pi} = \frac{4,43}{\pi} = 1,41 \text{ A}$$

Natomiast moc zasilania z (62) jako

$$P'_0 = I'_{c0} \cdot U_{c0} = 1,41 \cdot 45 = 63,5 \text{ W}$$

Całkowita moc strat układu wynosi więc

$$P_{str} = P'_0 - P'_{1wcz} = 63,5 - 51 = 12,5 \text{ W}$$

Moc strat w obwodzie drgań otrzymujemy z (66)

$$P_{\text{str}Q} = \frac{1}{2} (I'_{\text{wcz}})^2 \cdot r_Q = \frac{1}{2} \cdot 4,43^2 \cdot 0,7 = 6,82 \text{ W}$$

Łączna moc strat kolektorowych w tranzystorach

$$P'_{\text{str}C \text{ tranz}} = P_{\text{str}} - P_{\text{str}Q} = 12,5 - 6,82 = 5,68 \text{ W}$$

Straty w tranzystorze ładującym T_1 otrzymamy z (73)

$$\begin{aligned} P'_{\text{str}T1} &= \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} u'_{\text{cmin}} + \Delta u_3 \right] \cdot \left[\frac{2}{\pi} \cdot i'_{\text{cmax}} + I_{c0} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} 2,66 + 0,845 \right] \cdot \left[\frac{2}{\pi} 4,43 + 1,41 \right] = 5,10 \text{ W} \end{aligned}$$

Straty w tranzystorze rozładującym T_2 otrzymamy natomiast z (74)

$$\begin{aligned} P'_{\text{str}T2} &= \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} u'_{\text{cmin}} - \Delta u_3 \right] \cdot \left[\frac{2}{\pi} i'_{\text{cmax}} - I_{c0} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} 2,66 - 0,845 \right] \cdot \left[\frac{2}{\pi} 4,43 - 1,41 \right] = 0,588 \text{ W} \end{aligned}$$

Straty całkowite w tranzystorach wyniosą więc

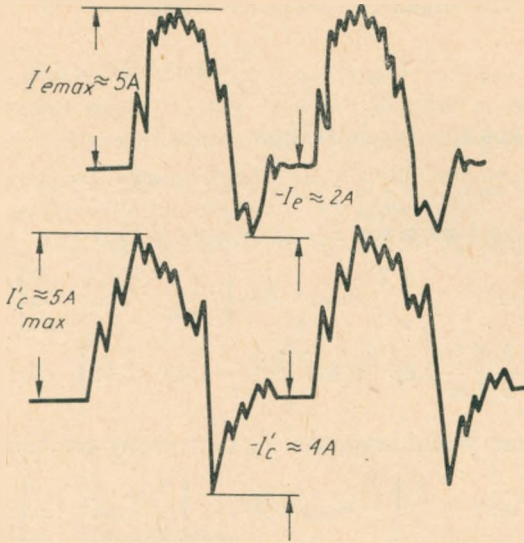
$$\begin{aligned} P'_{\text{str}T1} + P'_{\text{str}T2} &= P'_{\text{str}C \text{ tranz}} = 5,10 + 0,588 \approx 5,68 \text{ W} \\ \text{a } \Delta u_3 &= I'_{c0} \cdot r'_c = 1,41 \cdot 0,6 = 0,845 \text{ V} \end{aligned}$$

Jak widać z powyższego zależności wyprowadzone poprzednio w p. 3.3 pozwalają z dostateczną dla celów technicznych dokładnością obliczyć wzmacniacz klasy D o komutowanym napięciu pod warunkiem znajomości wartości rezystancji wewnętrznej strat tranzystora, przy komutacji (r'_c).

5.3. Kształt impulsu prądu kolektora we wzmacniaczu klasy D

Obserwacja przebiegów, występujących w różnych punktach układu wzmacniacza, wykazuje, że kształt impulsu prądu kolektora znacznie odbiega od zakładanego kształtu półsinusoidalnego. Obserwuje się nawet zmianę kierunku tego prądu, czyli pracę inwersyjną tranzystorów mocy.

Na rysunku 41 pokazano oscylogramy, z których widać, że w ciągu ok. 1/3 czasu trwania impulsu występował inwersyjny charakter pracy tranzystorów. Z oscylogramu również wynika, że impuls prądu kolektora jest raczej większy niż zakładano w przeprowadzonym rachunku. Czas jego trwania w kierunku dodatnim (czyli normalnym dla układu) jest jednak krótszy niż połowa okresu w.cz. Moc pobierana ze źródła zasilania może więc być współmierna do mocy obliczonej przy przyjmowaniu półsinusoidalnego kształtu impulsu.



Rys. 41. Oscylogramy kształtu prądów kolektora i emitera tranzystora typu BLY 17 firmy VALVO w warunkach komutacji

Tłumaczenie zjawiska zmiany kierunku może być następujące. Załóżmy, że rozpatrujemy mechanizm komutacji w momencie, gdy zbliżamy się do końca półokresu przewodzenia tranzystora T_2 . Wówczas jego prąd bazy, który normalnie płynie zgodnie ze strzałką zaznaczoną na rysunku 32 (czyli do bazy), zaczyna maleć i jego wartość zbliża się do zera. Wskutek trwającej nadal (przy tych częstotliwościach) koncentracji nośników w obszarze bazy prąd zmienia znak i w ciągu krótkiego czasu zaczyna płynąć w odwrotnym kierunku. Z chwilą zakończenia opóźnionego rozładowania w obszarze bazy prąd gwałtownie spada do zera i tranzystor przestaje przewodzić.

To co wówczas następuje (w chwili gdy tranzystor T_2 przestaje przewodzić) zależy od kilku czynników:

- opóźnienia momentu odcinania tranzystora T_2 w wyniku koncentracji nośników w bazie,
- dokładności dostrajania szeregowego obwodu drgań $L_1 C_1$ do częstotliwości komutacji,
- wartości napięcia polaryzującego bazę tranzystorów.

Przyjmując mianowicie, że w chwili gdy tranzystor T_2 przestaje przewodzić prąd w cewce L_1 płynie w kierunku do p. x układu, to nie może on nagle zaniknąć i w związku z tym dalszy jego przepływ może jedynie zapewnić inwersyjna praca tranzystora T_1 , który jeszcze przewodzi. Aby to nastąpiło, niezbędny jest impuls odwrotnie spolaryzowanego napięcia, występującego w p. x układu pomiędzy obu tranzystorami. Inwersyjna praca tranzystora T_1 trwa tak długo, aż prąd w cewce L_1 zmaleje do zera. Jeśli w tym odcinku czasu napięcie sterujące spowodowało przewodzenie

tranzystora T_1 , a prąd w cewce L_1 zaczyna płynąć w odwrotnym kierunku, to skieruje się on do przewodzącego tranzystora T_1 , który pozostaje w stanie nasycenia do końca danego półokresu.

Z powyższego wynika, że w przypadku prawidłowego nastrojenia obwodu drgań praca inwersyjna wystąpi raczej jedynie w tranzystorze T_1 , natomiast w tranzystorze T_2 można oczekiwać zjawisk zbliżonych do tych, jakie występują we wzmacniaczach klasy C przy częstotliwościach dużych w porównaniu do częstotliwości granicznej tranzystorów [13].

Zjawisko koncentracji nośników w bazie przy wielkiej częstotliwości, występujące we wzmacniaczach klasy D, prowadzi do powstawania innych przebiegów niż w konwencjonalnych tranzystorowych wzmacniaczach klasy C. W wzmacniaczu klasy D z komutowanym napięciem tranzystor ładujący przez pewien procent czasu trwania impulsu prądu kolektora, przechodząc w stan pracy inwersyjnej, pobiera energię nie ze źródła, lecz z energii magnetycznej zgromadzonej w cewce obwodu. Wskutek tego szybciej ją rozładowuje. To samo zjawisko koncentracji nośników w bazie, występujące we wzmacniaczach klasy C, powoduje natomiast chwilowe odwracanie się kierunku przepływu prądu emitera w czasie trwania impulsu tego prądu i w efekcie spłaszczenia i wydłużania czasu trwania impulsu prądu kolektora. Pogarsza to ogólną sprawność energetyczną tych wzmacniaczy w miarę wzrostu ich częstotliwości roboczej.

6. WŁASNOŚCI WZMACNIACZA KLASY D

Reasumując przeprowadzone rozważania oraz wyniki badań laboratoryjnych wzmacniaczy klasy D z komutowanym prądem lub napięciem, można stwierdzić, że charakteryzują się one następującymi własnościami:

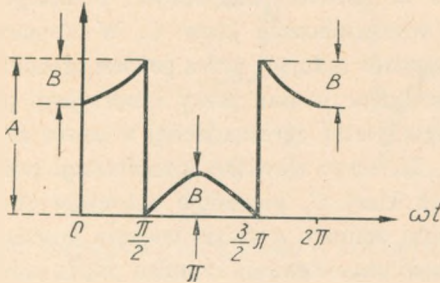
- 1) dużą sprawnością energetyczną, dochodzącą przy pełnym obciążeniu do $80 \div 95\%$,
- 2) większą mocą wyjściową uzyskiwaną z pary użytych tranzystorów w porównaniu do wzmacniaczy klasy C bez obawy przekroczenia ich mocy admisyjnej,
- 3) małą wrażliwością na rozrzut parametru użytych egzemplarzy tranzystorów, jak również małym wpływem zmian temperatury otoczenia na uzyskiwaną moc wyjściową,
- 4) prostotą układu i małą liczbą elementów składowych,
- 5) znacznie prostszymi obliczeniami przy projektowaniu w porównaniu ze wzmacniaczem konwencjonalnym pracującym w klasie C,
- 6) niewielkimi zmianami napięcia wyjściowego w.cz. przy zmianach rezystancji obciążenia od pełnej mocy do biegu luzem oraz bardzo małą mocą pobieraną przy biegu luzem,
- 7) małą zawartością harmonicznych dla określonego Q_L obwodu, nawet w porównaniu z układami przeciwsobnymi klasy C.

7. DODATEK

7.1. Rozkład funkcji fali kwadratowej z wklęśnięciem na szereg Fouriera

Kształt przebiegu podaje rys. 42, przy czym może być on opisany jako:

$$f(\omega t) \begin{cases} A - B \cos \omega t & 0 < \omega t < \frac{\pi}{2} \\ -B \cos \omega t & \frac{\pi}{2} < \omega t < \pi \end{cases}$$



Rys. 42. Przebieg o kształcie prostokątnym z wklęśnięciem B

Współczynnik a_1 szeregu Fouriera wyniesie:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cos \omega t \, d\omega t = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} (A - B \cos \omega t) \cos \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} (-B) \cos^2 \omega t \, d\omega t \right] = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} (A \cos \omega t \cdot d\omega t - B \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \omega t \cdot d\omega t - B \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \cos^2 \omega t \cdot d\omega t) \right] = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[A \sin \omega t \Big|_0^{\frac{\pi}{2}} - B \left[\frac{1}{2} \omega t + \frac{1}{4} \sin 2\omega t \right] \Big|_0^{\frac{\pi}{2}} - B \left[\frac{1}{2} \omega t + \frac{1}{4} \sin 2\omega t \right] \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \right] = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[A - B \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{1}{4} \cdot 0 - \frac{1}{2} \cdot 0 - \frac{1}{4} \cdot 0 \right) - \right. \\ &\quad \left. - B \left(\frac{1}{2} \pi - \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2} + 0 - 0 \right) \right] = \frac{2}{\pi} \left[A - B \frac{\pi}{4} - B \frac{\pi}{4} \right] = \frac{2}{\pi} (A - B) \end{aligned}$$

Badaną funkcję można więc rozłożyć na następujący szereg:

$$f(\omega t) = \frac{A}{2} + \left(\frac{2A}{\pi} - B \right) \cos \omega t - \frac{2A}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2A}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots \quad (81)$$

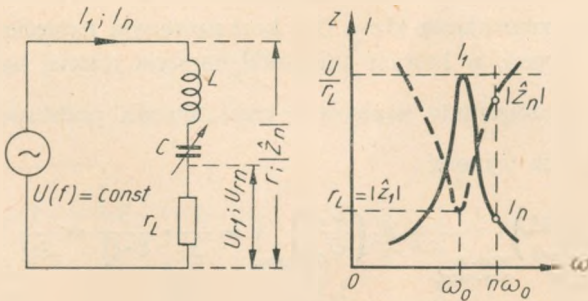
a wyraz przy pulsacji podstawowej wyrazić jako

$$A \left(\frac{2}{\pi} - \frac{B}{A} \right) = \infty_1 \cdot A \quad (82)$$

7.2. Obliczanie zawartości harmonicznego napięcia w obciążeniu wzmacniacza klasy D przy różnych rodzajach obwodów rezonansowych

7.2.1. Obwód szeregowy

Zawartość harmonicznego w napięciu w.c.z., występującym na rezystancji obciążenia r_L szeregowego obwodu drgań, obliczamy ze stosunku prądów zasilających ten obwód ze źródła napięcia U o stałej amplitudzie czyli $\frac{I_n}{I_1} = \frac{r_L}{|\hat{Z}|_{\text{szere}}}$, który dla częstotliwości harmonicznego odpowiada krzywej rezonansowej prądów pokazanej na rysunku 43.



Rys. 43. Rezonans napięć obwodu $|\hat{Z}| = f(\omega)$; $I = f(\omega)$

Zawartość harmonicznego w napięciu w.c.z. na rezystancji obciążenia r_L obwodu szeregowego można więc wyrazić jako

$$\left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}} \right)_{\text{szere}} = \frac{I_n \cdot r_L}{I_1 \cdot r_L} = \frac{I_n}{I_1} = \frac{I_{rn}}{I_{r1}}$$

gdyż dla tego obwodu $I_{rn} = I_n$ oraz $I_{r1} = I_1$

Po podstawieniu otrzymujemy podstawową zależność, że

$$\left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}} \right)_{\text{szere}} = \frac{I_n}{I_1} = \frac{r_L}{|\hat{Z}|_{\text{szere}}} \quad (83)$$

Impedancja obwodu szeregowego wynosi oczywiście

$$\hat{Z}_{\text{szere}} = r_L + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \approx j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right), \text{ gdyż } r_L \ll L$$

Moduł tego wyrażenia dla n -tej harmonicznej będzie

$$|\hat{Z}_n|_{\text{szer.}} = n \cdot \omega_0 L \left(1 - \frac{1}{n^2 \omega_0^2 LC} \right) = n \omega_0 L \left(1 - \frac{1}{n^2} \right) = \omega_0 L \left(n - \frac{1}{n} \right)$$

gdź $n = \frac{\omega}{\omega_0}$ oraz przy rezonansie $\omega_0^2 LC = 1$.

Ostatecznie:

$$\left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}} \right)_{\text{szer.}} = \frac{r_L}{|\hat{Z}_n|_{\text{szer.}}} = \frac{r_L}{n \omega_0 L \left(1 - \frac{1}{n^2} \right)} = \frac{1}{nQ \left(1 - \frac{1}{n^2} \right)} = \frac{1}{Q \left(n - \frac{1}{n} \right)}$$

więc dla trzeciej harmonicznej czyli $n = \frac{\omega_3}{\omega_0} = 3$

mamy

$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\text{szer.}} = \frac{r_L}{|\hat{Z}_3|_{\text{szer.}}} = \frac{3}{8 \cdot Q} \quad (84)$$

Natomiast dla wzmacniacza klasy D z komutowanym napięciem oraz z szeregowym obwodem drgań, w którym amplituda napięcia trzeciej harmonicznej wynosi $\frac{U_3}{U_1} = \beta_3 = \frac{1}{3}$ amplitudy napięcia o częstotliwości podstawowej, zawartość harmonicznych będzie wynosić

$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} = \beta_3 \left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\text{szer.}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{8 \cdot Q} = \frac{1}{8Q} \quad (85)$$

Przy typowej wartości $Q \approx 10$ wynosi to

$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}} \right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} \approx \frac{1}{80}$$

Osiągany współczynnik filtracji wyższych harmonicznych szeregowego obwodu drgań wzmacniacza klasy D z komutowanym napięciem wyniesie, np. dla trzeciej harmonicznej [13]

$$(\Phi_3)_{\text{szer.}} = \frac{U_n}{I_{rn}} = \frac{U_n \cdot I_{r1}}{U_1 \cdot I_{rn}} = \beta_3 \cdot \left(\frac{I_{r1}}{I_{r3}} \right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} = \beta_3 \left(\frac{U_{r1}}{\beta_3 \cdot U_{r3}} \right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} = \frac{8Q}{3} \approx 26,6$$

czyli 28,5 dB. Współczynnik ten jest zdefiniowany jako stosunek iloczynów, z których pierwszy składa się z napięcia o częstotliwości harmonicznej, występującego na wejściu do obwodu, przez prąd o częstotliwości podstawowej, płynący w rezystancji obciążenia na jego wyjściu. Drugi z iloczynów składa się natomiast z napięcia o czę-

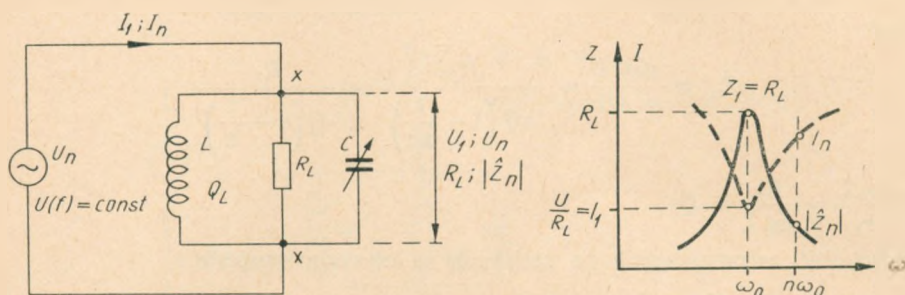
stotliwości podstawowej, występującego na wejściu, przez prąd o częstotliwości harmonicznej, płynący w rezystancji obciążenia. W ten sposób współczynnik filtracji określa odfiltrowanie wyższych harmonicznych w obciążeniu obwodu rezonansowego względem częstotliwości podstawowej, przy uwzględnieniu wprowadzonych do tego obwodu harmonicznych napięcia lub prądu, wynikających z zasilania go odkształconym napięciem lub niesinusoidalnym impulsem prądu (wskutek pracy czynnych elementów nieliniowych wzmacniacza zasilającego obwód). Przyjęto przy tym, że:

$$\frac{U_n}{U_1} = \frac{I_n}{I_1} = \beta_n$$

7.2.2. Obwód równoległy

Zawartość harmonicznych w napięciu w.c.z., występujących na zaciskach xx równoległego obwodu drgań (lub w jego równoległym obciążeniu R_L), obliczymy ze stosunku impedancji tego obwodu, określonego dla przypadku zasilania ze źródła przy stałym i niezależnym od częstotliwości napięciu U . Jest więc zależność

$$\frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}}}{R_L} = \frac{I_1}{I_n}$$



Rys. 44. Rezonans prądów w obwodzie $|\hat{Z}| = f(\omega)$; $I = f(\omega)$

która dla częstotliwości harmonicznych odpowiada typowej krzywej rezonansu impedancji, względnie odwrotnej krzywej rezonansu dla prądów zasilania obwodu podanych na rys. 44. Z powyższego mamy

$$\frac{|\hat{Z}_n| \cdot I_n}{R_L \cdot I_1} = \frac{U_n}{U_1|_{\text{równ.}}} = \frac{U}{U} = 1$$

W rzeczywistym wzmacniaczu prąd drgań harmonicznych $I_n \ll I_1$. Przyjmujemy więc stosunek

$$\frac{I_n}{I_1} = \beta_n \quad \text{czyli} \quad I_n = \beta_n \cdot I_1$$

W związku z tym zawartość harmoniczných w napięciu w.c.z. na zaciskach xx obwodu równoległego wzmacniaczy obliczymy jako

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_{Rn}}{U_{R1}}\right)_{\text{wzm. równ.}} &= \left|\frac{U_n}{U_1}\right|_{\text{wzm. równ.}} = \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}} \cdot I_n}{R_L \cdot I_1} = \beta_n \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}} \cdot I_1}{R_L \cdot I_1} = \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}}}{R_L} = \\ &= \beta_n \frac{I_1}{I_n} = \beta_n \left(\frac{U_n}{U_1}\right)_{\text{równ.}} \end{aligned} \quad (86)$$

gdyż $U_n = U_{Rn}$ i $U_1 = U_{R1}$

W celu obliczenia $|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}}$ zastosujemy obwód równoważny z obciążeniem w gałęzi indukcyjnej

$$Z_n = \frac{(r_L + jn \cdot \omega_0 L) \frac{1}{jn\omega_0 C}}{(r_L + jn\omega_0 L) + \frac{1}{jn\omega_0 C}}$$

przy $Q \geq 10$ i $r \leq n\omega_0 L$

Upraszczając:

$$\hat{Z}_n \approx \frac{n\omega_0 L}{jn\omega_0 C \left(n\omega_0 L - \frac{1}{n\omega_0 C}\right)} = -j \frac{n\omega_0 L}{n^2 - 1}$$

Moduł

$$|\hat{Z}_n| \approx \frac{n\omega_0 L}{n^2 - 1} = \frac{R_L}{nQ \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)} = \frac{R_L}{Q \left(n - \frac{1}{n}\right)}$$

gdyż $\frac{\omega_0 L}{r_L} = \frac{R_L}{\omega_0 L} = Q$

Zawartość harmoniczných na zaciskach xx obwodu wyniesie

$$\left(\frac{U_n}{U_1}\right)_{\text{równ.}} = \frac{|\hat{Z}_n|}{R_L} = \frac{R_L}{R_L \cdot Q \left(n - \frac{1}{n}\right)} = \frac{1}{Q \left(n - \frac{1}{n}\right)} = \frac{1}{nQ \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)} \quad (87)$$

czyli np. dla trzeciej harmoniczných $n = \frac{\omega}{\omega_0} = 3$

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\text{równ.}} = \left(\frac{U_3}{U_1}\right)_{\text{równ.}} = \frac{|\hat{Z}_3|_{\text{równ.}}}{R_L} \approx \frac{3}{8 \cdot Q} \quad (88)$$

Natomiast dla wzmacniacza klasy D o komutowanym napięciu z równoległym obwodem drgań, w którym amplituda trzeciej harmoniczných prądu, wprowadzana do obwodu dostrojonego do rezonansu z częstotliwością podstawową, ma wartość

$\frac{I_3}{I_1} = \beta_3 = \frac{1}{3}$ amplitudy drgań o częstotliwości podstawowej, zawartość harmo-

nicznych na zaciskach obwodu będzie wynosić

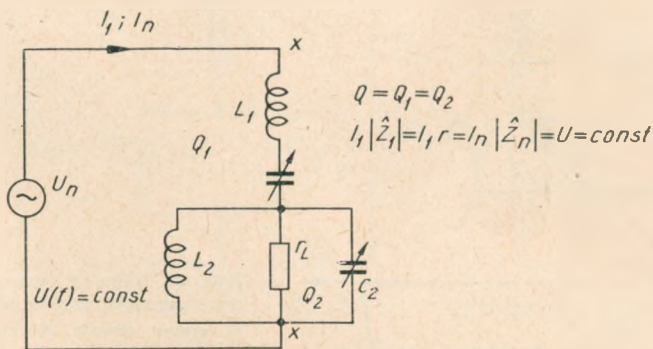
$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\text{wzm. równ.}} = \left(\frac{U_3}{U_1}\right)_{\text{wzm. równ.}} = \beta_3 \left(\frac{U_3}{U_1}\right)_{\text{równ.}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{8 \cdot Q} = \frac{1}{8 \cdot Q} \quad (89)$$

co przy typowym $Q \approx 10$ wynosi

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\text{wzm. równ.}} \approx \frac{1}{80}$$

7.2.3. Podwójny obwód szeregowo-równoległy

Zawartość harmoniczných w napięciu w.c.z., występująca na obciążeniu R_L szeregowego obwodu drgań LC oblicza się ze stosunku prądów zasilających ten podwójny zespół obwodów ze źródła przy stałym napięciu, niezależnym od częstotliwości. Należy zaznaczyć, że drugi równoległy obwód $L_2 C_2$ wskutek różnicy swej impedancji dla częstotliwości podstawowej i jej harmoniczných powoduje dodatkowe odfiltrowywanie harmoniczných, które występują przy pracy wzmacniacza o komutowanym napięciu (rys. 45).



Rys. 45. Obwód podwójny

W związku z powyższym wypadkowy stosunek napięć $\frac{U_{rn}}{U_{r1}}$ na obciążeniu obliczymy jako iloczyn

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}}\right)_{\text{wzm. z podw. obw.}} &= \left(\frac{U_{rn}}{U_{r1}}\right)_{\text{wzm. z obw. szer.}} \cdot \left(\frac{U_n}{U_1}\right)_{\text{równ.}} = \\ &= \beta_n \frac{r_L}{|\hat{Z}_n|_{\text{szer.}}} \cdot \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}}}{r_L} = \frac{|\hat{Z}_n|_{\text{równ.}}}{|\hat{Z}_n|_{\text{szer.}}} \beta_n \end{aligned} \quad (90)$$

Dla trzeciej harmoniczných napięcia mamy $\frac{U_3}{U_1} = \beta_3 = \frac{1}{3}$, czyli na rezystancji obciąż-

żenia stosunek napięć wynosi

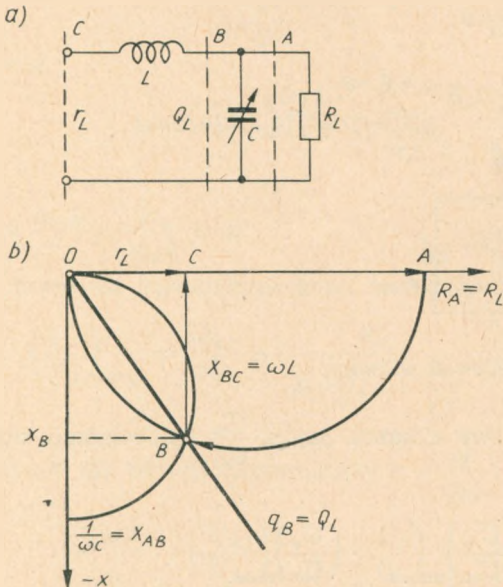
$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}}\right)_{\text{wzm. z podw. obw.}} \approx \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{8 \cdot Q} \cdot \frac{3}{8 \cdot Q} = \frac{3}{64 \cdot Q^2} \quad (91)$$

co zapewnia doskonałą filtrację, wynoszącą przy typowym $Q = Q_1 = Q_2 \approx 10$,

$$\left(\frac{U_{r3}}{U_{r1}}\right)_{\text{wzm. z podw. obw.}} \approx \frac{3}{6400} = \frac{1}{2133}$$

7.2.4. Obwód typu gamma Γ dla dużych rezystancji obciążenia

Jest to odmiana skądłowaciła obwodu typu π_1 , w której dla dopasowania dużej rezystancji obciążenia R_L do rezystancji dynamicznej elementu nieliniowego $r_L \ll R_L$ znika pojemność C_{CD} , a jedynym magazynem energii elektrycznej jest pojemność $C_{AB} = C$. W ten sposób obwód typu π_1 przekształcił się w obwód dwuelementowy, który jest równoważny (od strony wejścia) szeregowemu obwodowi rezonansowemu z transformacją w górę jego oporności obciążenia, tzn. obwodowi typu gamma Γ (rys. 46a).



Rys. 46. Obwód typu gamma Γ – transformacja rezystancji obciążenia
a) schemat obwodu, b) wykres impedancji

Stosując metodę graficzną obliczania obwodów [13] i [17] można narysować szkic w półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej o współrzędnych impedancji (r, jx) , z którego odczytujemy zależności geometryczne (rys. 46b).

$$(\omega L)^2 = r(R - r)$$

$$(\omega L)^2 = R \cdot r - r^2$$

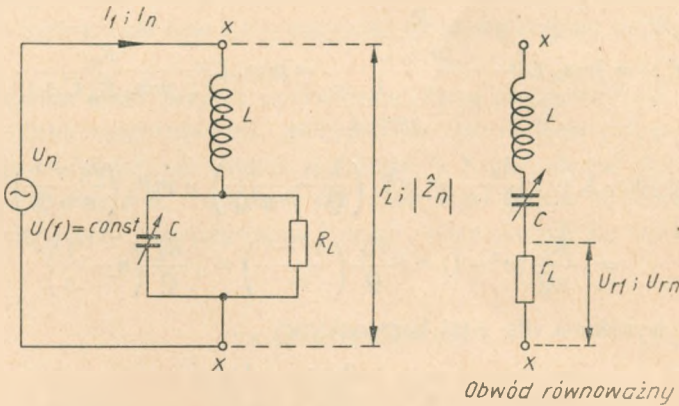
$$\left(\frac{\omega L}{r}\right)^2 = \frac{R}{r} - 1$$

$$Q^2 = \frac{R}{r} - 1$$

W związku z tym mamy transformację rezystancji obciążenia $R_L = r_L(Q^2 + 1) \approx \approx r_L Q^2$ lub

$$r_L = \frac{R_L}{Q^2 + 1} \approx \frac{R_L}{Q^2} \quad (92)$$

Zawartość harmonicznych w napięciu w.c.z., występującym na obciążeniu R_L obwodu rezonansowego typu gamma Γ oblicza się ze stosunku prądów zasilających ten obwód ze źródła przy stałym i niezależnym od częstotliwości napięciu, podobnie jak to robi się przy szeregowym obwodzie drgań (porównaj 7.2.1), który jest mu równoważny od strony wejścia (rys. 47).



Rys. 47. Obwód typu gamma Γ i jego układ równoważny

Dla rozpatrywanego obwodu mamy zależność

$$I_1 \cdot |\hat{Z}_1|_{\Gamma} = I_n \cdot r_L = I_n |\hat{Z}_n|_{\Gamma} = U(f) = \text{const}$$

Wynika ona z wykresu na półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej o współrzędnych impedancji obwodu typu gamma Γ , który od strony wejścia przedstawia sobą (przy rezonansie) impedancję

$$|\hat{Z}_1| = r_L$$

W związku z tym można napisać

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{r_L}{|\hat{Z}_n|_{\Gamma}}$$

który to stosunek odpowiada dla częstotliwości harmonicznych krzywej rezonansu prądów. Z poprzedniego równania (92) wyprowadzono transformację rezystancji

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{r_L}{|\hat{Z}_n|_T} = \frac{R_L}{Q^2 |\hat{Z}_n|_T}$$

Zawartość harmonicznych w napięciu w.cz. na obciążeniu R_L obwodu typu gamma Γ można wyrazić stosunkiem

$$\left(\frac{U_{Rn}}{U_{R1}} \right)_T = \frac{I_n \cdot R_L}{I_1 \cdot R_L} = \left(\frac{I_n}{I_1} \right)_T$$

Po podstawieniu wyrażenia na stosunek $\left(\frac{I_n}{I_1} \right)_T$ otrzymuje się podstawową zależność dla obwodu typu gamma Γ

$$\left(\frac{U_{Rn}}{U_{R1}} \right)_T = \left(\frac{I_n}{I_1} \right)_T = \frac{R_L}{Q^2 |\hat{Z}_n|_T} \quad (93)$$

Impedancję obwodu typu gamma Γ oblicza się z zależności elementarnej

$$\begin{aligned} (\hat{Z}_n)_T &= jn\omega_0 L + \frac{R_L}{R_L + \frac{jn\omega_0 C}{1}} = jn\omega_0 L + \frac{R_L}{jn\omega_0 R_L C + 1} = \\ &= jn\omega_0 L + \frac{R_L}{jnQ + 1} = jnR_L \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{n^2 Q} \right) = jnR_L \left(\frac{n^2 - 1}{n^2 \cdot Q} \right) = \\ &= j \frac{R_L}{nQ} (n^2 - 1) = j \frac{R_L}{Q} \left(n - \frac{1}{n} \right) \end{aligned}$$

Moduł tego wyrażenia dla n -tej harmonicznej

$$|\hat{Z}_n|_T = \frac{R_L}{Q} \left(n - \frac{1}{n} \right)$$

Zatem wyrażenie na zawartość harmonicznych w napięciu w.cz. na obciążeniu R_L obwodu typu gamma Γ ma postać

$$\left(\frac{U_{Rn}}{U_{R1}} \right)_T = \left(\frac{I_n}{I_1} \right)_T = \frac{R_L \cdot Q}{Q^2 R_L \left(n - \frac{1}{n} \right)} = \frac{1}{Q \left(n - \frac{1}{n} \right)} \quad (94)$$

Dla przypadku trzeciej harmonicznej $n = \frac{\omega}{\omega_0} = 3$ otrzymuje się

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}} \right)_T \approx \frac{3}{8 \cdot Q} \quad (95)$$

Dla wzmacniacza o komutowanym napięciu z obwodem drgań typu gamma Γ , w którym amplituda trzeciej harmonicznej napięcia, wprowadzana na obwód dostro-

iony do rezonansu z częstotliwością komutacji ma wartość $\frac{U_3}{U_1} = \beta_3 = \frac{1}{3}$ amplitudy drgań o częstotliwości podstawowej, zawartość harmoniczných w napięciu na obciążeniu R_L będzie wynosić

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\text{wzm.}} = \beta_3 \left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\Gamma} \approx \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{8 \cdot Q} = \frac{1}{8 \cdot Q} \quad (96)$$

co przy typowym $Q \approx 10$ będzie

$$\left(\frac{U_{R3}}{U_{R1}}\right)_{\text{wzm.}} \approx \frac{1}{80}$$

Jak z powyższego widać otrzymane wyniki odpowiadają dokładnie zależnościom, wyprowadzonym dla obwodu rezonansowego typu szeregowego lub równoległego. Chcąc uzyskać większe odfiltrowanie harmoniczných staje się niezbędne zastosowanie obwodów bardziej złożonych (np. szeregowo-równoległego) lub należy dążyć do podwyższenia Q_L obwodu. Ze względu jednak na równoczesny wzrost strat w obwodzie, takie rozwiązanie daje tylko niewielką poprawę stopnia odfiltrowania harmoniczných.

W zakończeniu autor pragnie podziękować Panu magistrowi inż. *Zdzisławowi Szolowi* oraz Panu magistrowi inż. *Aleksandrowi Orłowskiemu* za pomoc i współpracę przy rozwiązywaniu niektórych zagadnień, a Kierownikowi Zakładu Radiokomunikacji Panu s.p.n-b. magistrowi inż. *Henrykowi Kalicie* za szereg twórczych dyskusji i zachętę przy rozwiązywaniu kolejno wyłaniających się trudności.

WYKAZ LITERATURY

1. *Ryżko S.*: Sprawność energetyczna wzmacniaczy rezonansowych. Wybrane zagadnienia elektroniki i telekomunikacji. Warszawa: PWN 1968 str. 121-129.
2. *Tyler V.J.*: New High Efficiency High Power Amplifier. Marconi Review 1958 nr 130.
3. *Artym i Sadykow*: Maksymalna sprawność generatora drgań sinusoidalnych. Izv. Wyżn. Uczeb. Zawied. Radioelektronika 1970 nr 3.
4. *Baxandall P.J.*: Transistor sine-wave LC oscillator Proc. IRE part B Sup. 16 May 1959 str. 748-758.
5. *Osborne M.R.*: Disign of tuned transistor power amplifera- Electronic Engineering, August 1968.
6. *Page D.F., Hindson W.D.*: O półprzewodnikowych układach klasy D. Proc. IEEE April 1965 str. 432-424.
7. *Stephens M.L., i Wittman J.P.*: Switched-Mode Transistor Amplifiers. IEEE Transactions on Communication and Electronics, September 1963.
8. *Zeitlanka G.A.*: Radiopieredajuszczie ustrojstwa. Rabota tranzistorow w kluczowym reżimie. Moskwa — Swiaż: 1969 str. 92-93.

9. Popow I.A.: Kluczowej režim odnotaktnogo tranzistornogo generatora. Poluprowodnikowyje pribory w technike i elektroswiazji. Sbornik Statiej. J.F. Nikołajewskiego. Wypusk 5/1970.
10. Popow I.A.: Generatory drgań sinusoidalnych pobudzanych sposobem kluczowania. — Radiotechnika T25 nr 4/1970.
11. Gruzdew W.W.: Obliczanie parametrów obwodu generatorów jednokluczowych. Trudy MEJS 1968.
12. Sosin B.M.: Tranzystorowy nadajnik komunikacyjny. — Point to Point, nr 1 — 1971.
13. Ryżko S. i Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości. WNT 1968 str. 111–115, str 164–191, 307–311, 390–391.
14. Ryżko S.: Urządzenia radionadawcze część I-1953 str. 134–135.
15. Kaganow W.L.: Tranzystornyje pieredatcziki — Energia — Moskwa 1970 str. 241–262.
16. Downing A.C.: New 1 kW one valve m.f. broadcasting transmitter — Sound and Vision Broadcasting — Spring 1965.
17. Fiok A. i Ebert J.: Obliczanie wzmacniaczy i generatorów mocy wielkiej częstotliwości. WNT 1971 str. 181–202, 202–218.
18. Ryżko S.: Sprawność generatorów lampowych i sposoby jej zwiększania. Kwartalnik Telekomunikacyjny nr 1–2, 1949.

C. Сытневский

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ КЛАССА Д

Резюме

В статье доказано, что максимально возможный коллекторный коэффициент полезного действия достигается резонансным полупроводниковым усилителем в условиях работы с коммутированием тока или напряжения называемых режимам класса Д.

Проведено осмотры и сравнение ряда известных схем усилителей этого типа и известный в литературе, упрощенный способ расчёта.

Предложено проведение анализа работы усилителя класса Д на основании рабочих характеристик коммутирующих элементов и подан способ проведения расчётов, учитывающий действительные условия работы усилителя и выступавшие в нем потери.

Рассмотрено тоже ряд вопросов, связанных с проектированием усилителей: выбор соответственного типа резонансного контура, вопрос суммирования мощности нескольких усилителей класса Д на общей нагрузке, вопрос управления примененных нелинейных элементов и другие еще вопросы.

Проведено сравнение результатов расчетов с результатами измерений построенного усилителя класса Д мощностью в 100 вт, проявляющее достаточные точности при проектировании других резонансных усилителей класса Д.

Подано способ оценки эквивалентного сопротивления соответствующему сопротивлению транзистора r'_e , выступающему в условиях коммутирования. Поданный способ позволяет определить параметр не подаваемых производственными каталогами, а необходимый в случае точного расчёта усилителей.

S. Sypniewski

SEMICONDUCTOR RESONANCE AMPLIFIERS OF CLASS „D”

Summary

It has been proved in the paper that a tuned solid state amplifier attains a maximum possible collector efficiency in the conditions suitable for work with the switched current or tension i.e. in the so called „Class D” conditions.

A review and comparison of some known sets of this type of amplifiers has been presented, together with a simplified calculating method, known from literature.

An analysis of the performance of Class D amplifiers has been proposed, based, on the working characteristics of switching elements as well as a method of calculations, taking into account the real working conditions of an amplifier and the occurring losses.

Various problems have also been discussed relating to the designing and in particular the problem of choice of a suitable type of the resonance circuit, the power paralleling in the common load of several amplifiers of Class D, driving the Base circuit of semiconductors elements etc. Calculation results have been compared with those resulting from a built-up 100 W amplifier of Class D, demonstrating a satisfactory coincidence of results, good enough for the needs of designing amplifiers of this type. Means of evaluating saturation resistance of the switched transistor r'_c in working conditions have also been presented, enabling to determine the parameter indispensable for exact calculations and not indicated in the producers' technical catalogues.

S. Sypniewski

AMPLIFICATEURS HAUTE-FRÉQUENCE CLASSE D À SEMI-CONDUCTEURS

Résumé

On démontre que l'efficacité de collecteur maximale possible peut être obtenue dans un amplificateur haute-fréquence à semi-conducteurs dans les conditions de travail avec commutation du courant ou de la tension, c'est à dire dans un amplificateur classe D.

On examine et on fait la comparaison d'un certain nombre de schémas connus d'amplificateurs de ce type, en donnant une description d'une manière des calcul facilitée, citée dans la littérature.

La proposition est faite de l'étude théorique rigoureuse du travail des amplificateurs classe D à la base des caractéristiques de charge des éléments des commutation et de la réalisation des calculs en prenant en considération les conditions réelles de travail de l'amplificateur ainsi que les pertes qui y apparaissent.

Quelques questions concernant la réalisation des projets sont aussi traitées; en particulier celle du choix approprié du circuit de résonance, celle du summation de la puissance de quelques amplificateurs classe D sur la charge commune et aussi celle des conditions de commande des éléments non linéaires utilisés.

La comparaison est faite des résultats des calculs avec ceux des mesures d'un amplificateur classe D de puissance de 100 W construit, démontrant une bonne conformité, suffisante dans le cas de réalisation des projets d'autres amplificateurs de ce type.

On propose une manière d'appréciation de la valeur de résistance équivalente à la résistance de saturation du transistor r'_c , qui apparaît dans les conditions de commutation et permet de déterminer le paramètre nécessaire dans le cas du calcul exact. Cette résistance d'habitude n'est pas contenue dans les catalogues industriels.

S. Sypniewski

HALBLEITER — RESONANZVERSTÄRKER DER D-KLASSE

Zusammenfassung

Im Aufsatz hat man bewiesen, dass der Halbleiter — Resonanzverstärker den höchstmöglichen Collectorwirkungsgrad unter der Voraussetzung erreicht, dass er mit dem kommutierten Strom oder Spannung (Betrieb in der D-Klasse) betrieben wird.

Es wurden Übersicht und Vergleich einer Reihe von bekannten Schaltungen der Verstärker dieser Art sowie der vereinfachten, aus der Literatur bekannten Berechnungsmethoden angegeben.

Man hat vorgeschlagen die Analyse des D-Verstärkerbetriebes auf Grund der Arbeitskennlinien der Schaltelemente auszuführen und solche Berechnungsmethode anzuwenden, die auser der Bedingungen des Verstärkerbetriebes alle dabei auftretenden Verluste berücksichtigt.

Man hat auch eine Reihe von den mit dem Entwurf zusammenhängenden Fragen besprochen, insbesondere solche Fragen, wie z. B.: zutreffende Auswahl der Art des Schwingungskreises, Parallelschaltung von Ausgangsleistungen in gemeinsamer Belastung von einigen D-Verstärkern, Steuerung von verwendeten nichtlinearen Schaltelementem etc. Man hat auch einen Vergleich der Berechnungsergebnisse mit den Messresultaten des D-Verstärkers von der 100 W Leistung ausgeführt, der eine für den Entwurf solcher Verstärker genügende Übereinstimmung aufweist. Es wurde zugleich die Methode der Beurteilung des Innenwiderstandes r'_c des Transistors angegeben, welcher für Schaltbetrieb massgebend ist und die Auswertung dieses Parameters ermöglicht, der für die genaue Berechnung nötig ist und in Firmenkatalogen normalerweise nicht angegeben wird.

AUTOR



Mgr inż. *Stanisław Sypniewski*, urodzony w Zagłębiu Donieckim (ZSRR) w 1909 r. ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w roku 1933. W latach 1934–1939 pracował jako konstruktor w dziale nadajników Państwowych Zakładów Tele- i Radiotechnicznych. Po wojnie pracuje początkowo w tej samej instytucji uruchamiając w 1948 r. Fabrykę Odbiorników w Warszawie oraz taśmową produkcję licencyjną odbiornika firmy AGA Stockholm, a następnie jako dyrektor Zakładów T-12 kieruje produkcją nadajników. W okresie 1949–1953 pracuje kolejno w Dziale Elektroakustyki, Inwestycji i Przygotowania Rozwoju Telewizji Polskiego Radia, a w okresie 1954–57 jako Główny Inżynier Biura Rozbudowy Telewizji przy CZRiT. Następnie przechodzi do pracy w Zjednoczeniu Stacji Radiowych i Telewizyjnych, skąd zostaje powołany na stanowisko dyrektora technicznego Zakładów Radiowych i Telewizyjnych „ZARAT” (1963–1967). Od 1967 r. pracuje w Instytucie Łączności. W latach 1945–1956 był wykładowcą w Szkole Inżynierskiej w Warszawie, w Politechnice Warszawskiej i w Wojskowej Akademii Technicznej.

